

# Resum

El projecte consisteix en una breu descripció dels diferents processos que es duen a terme desde la concepció d'un convertidor, orientat al control d'un motor síncron d'imants permanents, fins a la seva aplicació definitiva. Concretament, el convertidor desenvolupat té com a objectiu final la seva integració en un vehicle elèctric de competició.

Es fa una petita introducció a la Formula Student, competició en la que el vehicle elèctric CAT06e va competir la temporada 2012-2013 i el CAT07e competirà la temporada d'enguany. Ambdós traccionats per dos convertidors com el desenvolupat en aquest projecte. Es tracten diversos aspectes teòrics fonamentals pel correcte desenvolupament del convertidor. Al tractar-se d'un inversor trifàsic que alimenta un motor síncron d'imants permanents, es descriuen les equacions usades en el disseny i es presenten les transformacions matricials necessàries en el control. Una vegada establertes les equacions, s'exposa el procediment seguit per mesurar determinats paràmetres que posteriorment s'usaran en el control.

Es presenten els diversos càlculs duts a terme per el dimensionament de les principals parts del convertidor, com el bus de contínua o els semiconductors. També es fa referència al disseny mecànic del conjunt així com la refrigeració de l'electrònica de potència. Aquests dissenys es duen a terme en base les condicions de contorn imposades per l'aplicació final, és a dir, del vehicle de competició.

Seguidament es descriuen les parts del codi implementat en el convertidor més importants, com el càlcul de posició i velocitat o el control de parell. Finalment es presenten els resultats experimentals extrets de les proves en la bancada.





# Índex

<b>Resum</b>	<b>1</b>
<b>Glossari</b>	<b>9</b>
<b>1 Prefaci</b>	<b>13</b>
<b>2 Introducció</b>	<b>15</b>
2.1 Objectius del projecte . . . . .	15
2.2 Abast del projecte . . . . .	15
<b>3 Modelització del motor síncron d'imants permanents</b>	<b>17</b>
3.1 Equacions de la màquina síncrona d'imants permanents . . . . .	17
3.2 Determinació experimental de $L_d$ i $L_q$ . . . . .	20
3.3 Determinació experimental de $K_\lambda$ . . . . .	23
3.4 Model usat en el disseny del control . . . . .	25
3.5 Consideracions . . . . .	30
<b>4 Dimensionament elèctric</b>	<b>31</b>
4.1 Arquitectura del convertidor i condicions de contorn . . . . .	31
4.2 Dimensionament dels semiconductors . . . . .	34
4.3 Dimensionament del bus de contínua, la precàrrega i la descàrrega . . . . .	37
4.4 Drivers . . . . .	43
4.5 Sonde de corrent i tensió . . . . .	44
<b>5 Disseny mecànic i refrigeració</b>	<b>45</b>
5.1 Condiions de contorn . . . . .	45
5.2 Disseny de la refrigeració . . . . .	47
5.3 Disseny mecànic . . . . .	48



<b>6 Implementació i resultats</b>	<b>51</b>
6.1 Càlcul de la posició i la velocitat angular mitjançant la SRF-PLL . . . . .	51
6.2 Control del PMSM mitjançant el FOC . . . . .	55
6.3 Firmware implementat i resultats experimentals . . . . .	56
<b>7 Estudi econòmic</b>	<b>65</b>
7.1 Recursos humans . . . . .	65
7.2 Recursos materials . . . . .	65
7.3 Recursos de I+D . . . . .	66
7.4 Cost total del projecte . . . . .	66
<b>8 Impacte mediambiental</b>	<b>69</b>
8.1 Anàlisi de materials durant la fase de prototipatge . . . . .	69
8.1.1 La normativa RoHS . . . . .	69
8.1.2 El desmantellament i el reciclatge . . . . .	70
8.2 Anàlisi de recursos energètics durant la fase de prototipatge . . . . .	71
8.3 Anàlisi de l'impacte del projecte . . . . .	71
<b>Conclusions</b>	<b>73</b>
<b>Agraïments</b>	<b>75</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>75</b>





# Índex de figures

3.1	Muntatge experiment . . . . .	20
3.2	Tensió $U$ i corrent $i_a$ . . . . .	22
3.3	Component directa del corrent i del flux magnètic . . . . .	23
3.4	Resposta del corrent $i_d$ a un graó unitari de $v_d$ . . . . .	29
4.1	Arquitectura convertidor . . . . .	31
4.2	Arquitectura convertidor Infranor . . . . .	32
4.3	Pèrdues dels semiconductors per 43 Arms i 20 kW . . . . .	35
4.4	Pèrdues dels semiconductors per 150 Arms i 50 kW . . . . .	35
4.5	Arrissats de corrent per diferents $V_{ll}$ i $f_c$ . . . . .	36
4.6	Configuració del bus de contínua . . . . .	37
4.7	Representació tridimensional del valor eficaç del corrent pel condensador del bus de contínua [2] . . . . .	39
4.8	Esquema dels patrons de commutació que segueixen les branques durant un cicle de commutació. . . . .	40
4.9	Convertidor amb sondes i circuits de precàrrega i descàrrega . . . . .	44
5.1	Planta del cotxe amb el volum disponible destacat . . . . .	45
5.2	Alçat del cotxe amb el volum disponible destacat . . . . .	46
5.3	Vista trimètrica del cotxe amb el volum disponible destacat . . . . .	46
5.4	<i>Package</i> dels inversors tancat . . . . .	48
5.5	Explosionat del <i>Package</i> dels inversors . . . . .	49
5.6	Convertidors acabats de muntar . . . . .	50
5.7	Fotografia durant el muntatge de tot el cotxe . . . . .	50
6.1	Esquema simplificat d'un resolver . . . . .	51
6.2	Ones induïdes en les bobines estatòriques $v_{cos}$ i $v_{sin}$ [5] . . . . .	52
6.3	Esquema simplificat d'una SRF-PLL . . . . .	53
6.4	Esquema simplificat del sistema proposat . . . . .	53



6.5	Senyal ideal i senyal real de referència a 32 kHz . . . . .	54
6.6	Senyals de referència per l'excitació . . . . .	54
6.7	Senyals de referència per l'excitació i senyal $v_{cos}$ mostrejada . . . . .	55
6.8	Esquema del FOC proposat . . . . .	56
6.9	Esquema de la realimentació total proposada . . . . .	56
6.10	Esquema del firmware proposat . . . . .	57
6.11	Dispar de la interrupció de l'ADC a 32 kHz . . . . .	58
6.12	Ona d'excitació filtrada analògicament . . . . .	59
6.13	Ona $v_{cos}$ filtrada analògicament . . . . .	59
6.14	Ones $v_{exc}$ en verd i $v_{cos}$ en blau . . . . .	60
6.15	Execució de PLL en pic de l'ona $v_{cos}$ i a 4 kHz . . . . .	61
6.16	Resposta en règim permanent de l'algorisme de càlcul de l'angle . . . . .	61
6.17	Dinàmica davant una acceleració de l'algorisme de càlcul de l'angle . . . . .	62
6.18	Ona de corrent de fase . . . . .	62
6.19	Contingut harmònic del corrent de fase . . . . .	63
6.20	Resposta davant d'un graó de 20 A del corrent $i_d$ . . . . .	63
6.21	Resposta davant d'un graó de 20 A del corrent $i_q$ . . . . .	64



# Índex de taules

3.1	Valors mesurats de $L_d$ per els dos prototipus. . . . .	23
3.2	Valors de la tensió $v_q$ calculada a partir de la $V_{LL}$ mesurada . . . . .	24
3.3	Valors de la constant de flux magnètic $K_\lambda$ pels dos prototipus . . . . .	25
3.4	Característiques dels prototipus. . . . .	25
4.1	Valors extrets del full d'especificacions de l'MA55-WC . . . . .	32
4.2	Velocitat màxima en funció en la tensió d'entrada . . . . .	32
4.3	Velocitat màxima en funció de $V_{dc}$ . . . . .	33
4.4	Característiques de les cel·les usades . . . . .	33
4.5	Configuració final i característiques principals . . . . .	33
4.6	Condicions de contorn del convertidor dissenyat . . . . .	34
4.7	Models de semiconductors i principals característiques . . . . .	34
4.8	Arrissats de corrent en funció de $f_c$ . . . . .	36
4.9	Pèrdues dels semiconductors a 8 kHz . . . . .	37
4.10	Característiques orientatives del condensador principal . . . . .	41
4.11	Característiques condensador MKP EPCOS sèrie B2562 . . . . .	42
4.12	Característiques condensador MKP EPCOS sèrie B32656S . . . . .	43
4.13	Característiques resistències descàrrega i precàrrega . . . . .	43
4.14	Característiques principals drivers Concept 2SP0115T . . . . .	43
4.15	Característiques principals sonda de corrent de LEM . . . . .	44
4.16	Característiques principals sonda de tensió de LEM . . . . .	44
5.1	Cotes màximes permeses al conjunt . . . . .	45
5.2	Característiques principals de la refrigeració líquida . . . . .	47
6.1	Distribució dels mòduls EPWM . . . . .	58
6.2	Variables crítiques en el càlcul de l'angle . . . . .	60
7.1	Cost de personal. . . . .	65



7.2	Cost del material propi dels convertidors. . . . .	66
7.3	Amortitzacions de la diferent aparamenta utilitzada. . . . .	66
7.4	Costos totals dels projecte. . . . .	67
8.1	Relació de substàncies que limita la normaitva RoHS. . . . .	70
8.2	Relació d'hores treballades i el consum d'energia associat. . . . .	71



# Glossari

## Símbols

$E_{L_p}$	Energia emmagatzemada en una inductància [mH].
$f_{abc}$	Vector genèric en referència $abc$ .
$f_{qd0}$	Vector genèric en referència $qd0$ .
$i_0$	Corrent homopolar [A].
$i_{abc}$	Vector de corrents en referència $abc$ [A].
$I_{c,rms}$	Valor eficaç del corrent del condensador del bus DC [A].
$i_d$	Corrent directa [A].
$I_{mot,rms}$	Valor eficaç del corrent per fase del motor [A].
$i_q$	Corrent en quadratura [A].
$K_{abc}$	Matriu de canvi de base de $qd0$ a $abc$ .
$K_{qd0}$	Matriu de canvi de base de $abc$ a $qd0$ .
$L_d$	Inductància associada a la component directa del corrent [mH].
$L_i$	Inductància associada a la fase $i$ [H].
$L_p$	Inductància paràsita d'un IGBT [mH].
$L_q$	Inductància associada a la component en quadratura del corrent [mH].
$L_s$	Matriu d'inductàncies d'un motor síncron d'imants permanents [H].
$M_{ij}$	Inductància induïda per la fase $j$ a la fase $i$ [H].
$p$	Operador derivada $\frac{d}{dt}$
$R_{dc}$	Resistència del circuit de descàrrega [ $\Omega$ ].
$R_{pc}$	Resistència del circuit de precàrrega [ $\Omega$ ].
$r_s$	Resistència estatòrica d'un motor síncron d'imants permanents [ $\Omega$ ].
$R_{th}$	Resistència tèrmica $^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$T_a$	Temperatura ambient $^{\circ}\text{C}$
$T_c$	Temperatura del punt més calent d'un condensador $^{\circ}\text{C}$



$T_e$	Parell electromagnètic [Nm].
$v_{abc}$	Vector de tensions simples en referència $abc$ [V].
$V_{dc}$	Tensió del bus de contínua del convertidor [V].
$v_d$	Tensió directa [V].
$v_{qd0}$	Vector de tensions en referència $qd0$ [V].
$v_q$	Tensió en quadratura [V].

### Definicions

Firmware: Terme anglès per descriure codi de programació de nivell més baix que el Software.

Hardware: Terme anglès per descriure un artefacte físic. També es refereix als components físics que integren un ordinador.

Package: Terme anglès per descriure la distribució en l'espai d'un conjunt de parts o peces.

Plug-and-play: Terme per descriure la característica que facilita el reconeixement d'un equip per la resta dels equips que integren una estructura.

Snubber: Filtre passa-baixos format per una resistència i un condensador.

Software: Terme anglès per descriure el conjunt de programes, procediments o documentació que es genera en un ordinador.

### Símbols grecs

$\lambda_{abc}$	Vector de flux magnètic en referència $abc$ [Wb].
$\lambda_m$	Vector de flux magnètic del rotor en referència $abc$ [Wb].
$\lambda_{qd0}$	Vector de flux magnètic en referència $qd0$ [Wb].
$\omega_e$	Velocitat angular elèctrica [rad/s].
$\omega_r$	Velocitat angular del rotor [rad/s].
$\phi$	Angle de fase [rad/s].
$\theta_e$	Angle elèctric usat en les transformacions de Park [rad].
$\theta_r$	Posició angular del rotor [rad].

### Acrònims

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i> . Circuiteria electrònica que transforma un senyal de tensió analògic en una paraula digital.
AIR	<i>Accumulator Insulation Relay</i> . Relé que serveix per aïllar les bateries de la resta de potència quan s'escaigui.
ASIC	<i>Application Specific Integrated Circuit</i> . Es refereix a circuits integrats fabricats expressament per una aplicació o producte.
CAD	<i>Computer-Aided Design</i> . És un programa d'ordinador que té la funció d'assistir al dissenyador en el procés de disseny.



- DAC *Digital to Analog Converter*. Circuiteria electrònica que transforma una paraula digital en un senyal de tensió analògic.
- DSP *Digital Signal Processor*. És un dispositiu electrònic programable específicament dissenyat pel tractament del senyal.
- EMI Nom amb el que es coneix a les interferències electromagnètiques. Prové de l'anglès *ElectroMagnetic Interference*.
- ESR És la resistència d'un interna d'un condensador. Prové de l'anglès *Equivalent Series Resistor*.
- IGBT *Isolated Gate Bipolar Transistor*. És un accionador electrònic controlat per tensió.
- PCB *Printed Circuit Board*. Placa de circuit imprès.
- PID Llaç de control genèric del tipus Proporcional, Integral i Derivatiu.
- PLL *Phase-locked loop* es defineix com un sistema de control que genera un senyal que té una relació lineal amb la fase d'un altre senyal de referència
- PWM *Pulse Width Modulation*. És una estratègia de modulació basada en l'amplada de polsos.
- SMD *Surface Mount Device*. És un component electrònic que es munta sobre una placa de circuit imprès sense la necessitat de fer forats de muntatge. Es solda directament sobre el coure superficial de les pistes.
- SVPWM *Space Vector Pulse Width Modulation*. És una estratègia de modulació que parteix de la constatació de que l'ondulador trifàsic de tensió disposa de 6 interruptors. Es basa en el concepte de PWM.







# Capítol 1

## Prefaci

Ara fa set anys va nèixer un projecte anomenat ETSEIB Motorsport a l'Escola. Aquest projecte tenia com a objectiu la representació de l'Escola en la competició anomenada Formula Student. Aquesta és una competició d'àmbit global que avui en dia és present a més de 30 països. Principalment, es tracta d'una competició d'enginyeria en la que els estudiants desenvolupen i fabriquen vehicles de l'estil formula per competir durant l'estiu amb universitats de tot el món. Durant els primers anys es van anar optimitzant diverses parts del vehicle, com les suspensions o la direcció, però sempre amb un denominador comú, un motor de combustió.

L'any 2011 l'Escola va apostar pel vehicle elèctric, afrontant així el repte de desenvolupar íntegrament el primer vehicle elèctric català de competició. Si bé l'equip requeria d'un temps important per desenvolupar el coneixement mínim necessari per aquest propòsit, aquest no plantejaria cap impediment per acabar veient el cotxe en moviment. Tot i que parts clau del cotxe eren peces comercials, com els convertidors o la centraleta, aquest primer any va servir per assentar les bases sobre les que l'equip d'avui en dia segueix treballant. Els resultats de la temporada podrien haver estat millors, sempre ho poden ser, però el fet de tancar la temporada amb el cotxe corrent, va ser un èxit rotund.

Acabat el primer any, ja feia setmanes que es planejava la temporada següent. Els controladors dels motors havien estat limitant el potencial del cotxe de l'any anterior, i és per això que l'equip va valorar l'opció de desenvolupar els seus propis convertidors. Era un pas important per l'equip, una decisió que una vegada més exemplificava la filosofia d'un projecte amb molta continuïtat i que evoluciona any a any. Va sorgir l'oportunitat de desenvolupar aquests convertidors amb Cinergia, empresa que ja havia col·laborat en el desenvolupament del carregador l'any anterior. Després de valorar les diverses opcions, entre elles hi havia alguna solució comercial, es va apostar pel disseny propi.

Durant un any, amb l'ajut inestimable de Cinergia, es va treballar en el desenvolupament dels inversors. Aquest projecte no és res més que un breu resum de tot aquest desenvolupament.





## Capítol 2

# Introducció

### 2.1 Objectius del projecte

Aquest projecte té com a principal objectiu el desenvolupament total dels convertidors que traccionen el CAT06e i que enguany traccionaran el CAT07e. Com a resultat d'aquest objectiu global, diferents objectius se'n deriven:

- Obtenir el model matemàtic del motor que es pretén controlar.
- Dimensionar elèctricament el convertidor.
- Desenvolupar íntegrament el disseny mecànic del conjunt.
- Desenvolupar un algorisme acurat en el càlcul de velocitat i posició.
- Desenvolupar un algorisme robust de control per parell.

### 2.2 Abast del projecte

Com ja s'ha explicat, el resultat final del projecte consisteix en un parell d'inversors trifàsics que traccionen un vehicle elèctric de competició. A partir de les especificacions d'aquest vehicle, l'any anterior es varen dimensionar les bateries i els motors. Per tant, la justificació d'aquesta tria, així com el seu dimensionament, queda fora de l'abast del projecte. De totes maneres, tant les bateries com els motors, imposen un seguit de condicions de contorn a nivell de tensió, de corrent i, per tant, de potència. Aquestes condicions són les usades pel dimensionament dels semiconductors i el bus de contínua principalment. Pel que fa el motor, aquest determinarà el tipus de control a implementar.

La placa de control utilitzada és un producte comercial de Cinergia, i per tant aquesta imposarà també un seguit de restriccions com per exemple el fet d'haver de treballar amb un processador de senyals digitals de coma fixa o de treballar amb llenguatge C en l'implementació del codi final. La tria d'aquesta placa de control queda fora de l'abast del projecte.

Pel que fa el disseny mecànic, l'encapçulat dels convertidors es va dissenyar tenint en compte l'espai i la posició que havia d'ocupar en el cotxe, així com els mètodes de fabricació disponibles en aquell moment en el projecte. Els diferents processos de fabricació emprats



així com la posició dels convertidors en el vehicle queden fora de l'abast del projecte. Tanmateix la distribució dels components a l'interior d'aquest encapçulat també va resultar del compromís entre prestacions i volum del conjunt de convertidors.



## Capítol 3

# Modelització del motor síncron d'imants permanents

### 3.1 Equacions de la màquina síncrona d'imants permanents

La màquina que tracciona el vehicle és una màquina síncrona d'imants permanents, coneguda també amb sigles en anglès de PMSM o Brushless DC, per les similituds que té amb aquest tipus de màquina de continua. Aquest tipus de màquina es caracteritza per tenir una elevada densitat de potència i un rendiment molt alt [8]. A més, la màquina a fer girar disposa de 4 parells de pols. De totes maneres, es desenvoluparan les equacions per una màquina d'un parell de pols i posteriorment se'n deduiran, a partir d'aquestes, les equacions d'una màquina amb 4 parell de pols.

Sota aquest supòsit, la màquina disposa d'un devanat trifàsic i un imant permanent al rotor, conjunt que es pot representar amb les següents equacions segons Krause [1]:

$$v_{abc} = r_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt} \quad (3.1)$$

El terme resistiu fa referència a la caiguda de tensió pròpia de la resistència de cada fase del motor. El segon terme fa referència a la tensió imposada per la derivada del flux magnètic. Aquest flux magnètic està compost per dues parts: la part pròpia de l'estàtor i la part provinent del camp magnètic del imant rotòric. Es per això que es planteja la següent igualtat:

$$\lambda_{abc} = L_s i_{abc} + \lambda_m \quad (3.2)$$

La matriu  $L_s$  és de la següent forma:

$$L_s(\theta_r) = \begin{bmatrix} L_a(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) \\ M_{ab}(\theta_r) & L_b(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) \\ M_{ac}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) & L_c(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$



On  $L_i$  és la inductància associada a la pròpia fase i  $M_{ij}$  fa referència a la component induïda per altres fases sobre aquesta. El segon terme provinent del camp magnètic del rotor es pot expressar com un vector amb les següents components:

$$\lambda_m = K_\lambda \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Una vegada exposades les equacions en referència estatòrica, cal presentar les eines necessàries per passar a la referència del rotor. Es tracta en primer lloc d'una projecció d'una terna trifàsica a un sistema bifàsic. Seguidament, s'aplica una rotació als vectors resultants d'aquesta transformació per tal de situar-los en fase amb l'angle del rotor. La matriu que permet fer aquest canvi és la següent:

$$K_{qd0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

De manera que per expressar un vector en referència  $qd0$  cal fer la següent operació:

$$f_{qd0} = K_{qd0} f_{abc} \quad (3.6)$$

Evidenment, per tornar una altra vegada a la referència  $abc$  cal usar l'inversa d'aquesta matriu. Aquesta es defineix com  $K_{abc}$  i té la següent forma:

$$K_{abc} = K_{qd0}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

I anàlogament, per expressar un vector en coordenades  $qd0$ , s'opera de la següent manera:

$$f_{abc} = K_{abc} f_{qd0} \quad (3.8)$$

Recordant el vector d'equacions [3.1], es dividirà aquest en dues parts per trobar les equacions en referència rotòrica. La primera part que es transforma és la resistiva:

$$v_{qd0} = K_{qd0} v_{abc} \quad (3.9)$$

Substituint la tensió per la caiguda resistiva es té que:

$$v_{qd0} = K_{qd0} r_s i_{abc} \quad (3.10)$$

I expressant el corrent en referència  $dq0$ , queda:

$$v_{qd0} = K_{qd0} r_s (K_{abc} i_{qd0}) \quad (3.11)$$

Com la matriu de resistències és constant i no depèn de l'angle:

$$K_{qd0} r_s K_{abc} = r_s \quad (3.12)$$



Finalment, queda la següent equació:

$$v_{qd0} = r_s i_{qd0} \quad (3.13)$$

Queda ara abordar la part inductiva de les equacions. El terme:

$$v_{abc} = \frac{d\lambda_{abc}}{dt} \quad (3.14)$$

De manera que:

$$v_{qd0} = K_{qd0} \frac{d\lambda_{abc}}{dt} \quad (3.15)$$

Seguint la llei de la derivada d'un producte de funcions:

$$v_{qd0} = K_{qd0} \left( \frac{dK_{abc}}{dt} \lambda_{qd0} + K_{abc} \frac{d\lambda_{qd0}}{dt} \right) \quad (3.16)$$

Desenvolupant el primer terme es té que:

$$\frac{dK_{abc}}{dt} = \omega \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Fent el producte amb  $K_{qd0}$  queda:

$$K_{qd0} \frac{dK_{abc}}{dt} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

A més, el segon terme de la derivada es pot simplificar:

$$K_{qd0} K_{abc} \frac{d\lambda_{qd0}}{dt} = \frac{d\lambda_{qd0}}{dt} \quad (3.19)$$

Expandint el vector d'equacions, queda el següent sistema:

$$v_q = \omega \lambda_d + \frac{d\lambda_q}{dt} \quad (3.20)$$

$$v_d = -\omega \lambda_q + \frac{d\lambda_d}{dt} \quad (3.21)$$

$$v_0 = \frac{d\lambda_0}{dt} \quad (3.22)$$

El terme  $\lambda_{qd0}$ , usant [3.2] i [3.8], es pot expressar com:

$$\lambda_{qd0} = K_{qd0} (L_s K_{abc} i_{qd0} + K_\lambda) \quad (3.23)$$



Operant queda que:

$$K_{qd0}L_sK_{abc} = \begin{bmatrix} L_q & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

En aquesta referència les inductàncies ja no són funció de la posició. Tenint en compte que tot el flux magnètic del rotor es concentra en l'eix d i agrupant termes de les equacions [3.23] i [3.13]:

$$v_q = (pL_q + r_s)i_q + \omega(L_d i_d + K_\lambda) \quad (3.25)$$

$$v_d = (pL_d + r_s)i_d - \omega(L_q i_q) \quad (3.26)$$

$$v_0 = (pL_{ls} + r_s)i_0 \quad (3.27)$$

A partir d'aquestes equacions, l'equació del parell es pot expressar segons:

$$T_e = \frac{3}{2}[i_q K_\lambda + i_d i_q (L_d - L_q)] \quad (3.28)$$

Extenent l'anterior expressió per una màquina amb  $P$  pols l'expressió del parell  $T_e$  és la següent:

$$T_e = \frac{3P}{4}[i_q K_\lambda + i_d i_q (L_d - L_q)] \quad (3.29)$$

## 3.2 Determinació experimental de $L_d$ i $L_q$

Per tal de desenvolupar el control és necessari conèixer  $L_d$  i  $L_q$ . Aquests valors podrien obtenir-se fent uns càlculs determinats amb paràmetres que el fabricant cedeix. Tanmateix, hi ha diferents mètodes experimentals per obtenir aquests valors amb més precisió. Una estimació acurada d'aquests valors és important per el desenvolupament d'un control eficient de la màquina. El muntatge que s'ha usat és el proposat per Meier en [9]:

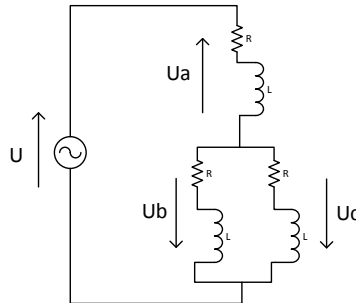


Figura 3.1: Muntatge experiment





El mètode usat es basa en el càlcul d'inductàncies a partir dels fluxos mesurats indirectament. Una font de tensió sinusoidal alimenta els devanats. Com el neutre del motor no és accessible, es connecten en paral·lel dues fases. Les inductàncies en  $qd\theta$  són calculades a partir de la tensió  $U$  i dels corrents per cada devanat amb el rotor bloquejat en dues posicions diferents. La primera, anomenada posició  $d$ , correspon a l'alineament de la fase  $a$  amb l'eix  $d$ . A partir d'aquesta posició es troba  $L_d$ . La posició de quadratura permet obtenir  $L_q$ . La posició  $d$  es troba alimentant els devanats amb una tensió DC, amb el rotor sense bloquejar evidentment.

Transformant a partir de [3.5] les tensions en els eixos  $dq$  s'obtenen les següents equacions:

$$v_d = \frac{2}{3}(v_a - v_b) \cos(\theta_e) = \frac{2}{3}U \cos(\theta_e) \quad (3.30)$$

$$v_q = -\frac{2}{3}(v_a - v_b) \sin(\theta_e) = -\frac{2}{3}U \sin(\theta_e) \quad (3.31)$$

Pel que fa els corrents, es poden expressar de la següent manera usant també [3.5]:

$$i_d = \frac{2}{3}(i_a - \frac{1}{2}(i_b + i_c)) = i_a \quad (3.32)$$

$$i_q = \frac{2}{3}(-i_a + \frac{1}{2}(i_b + i_c)) = -i_a \quad (3.33)$$

Prenent les equacions [3.25] i [3.26], i alhora imposant  $\omega$  nul·la, ens queden les següents expressions:

$$v_d = (pL_d + r_s)i_d \quad (3.34)$$

$$v_q = (pL_q + r_s)i_q \quad (3.35)$$

Aïllant el flux magnètic en ambdós casos:

$$\lambda_d = L_d i_d = \int (v_d - r_s i_d) dt \quad (3.36)$$

$$\lambda_q = L_q i_q = \int (v_q - r_s i_q) dt \quad (3.37)$$

Cal primer definir  $U$ :

$$U = A_U \cos(2\pi f_U t) \quad (3.38)$$

De manera que el corrent  $i_a$  serà de la següent forma:

$$i_a = A_{i_a} \cos(2\pi f_U t + \phi) \quad (3.39)$$

Integrant aquestes dues expressions queda:

$$\lambda_d = L_d i_d = \frac{2}{6\pi f_U} A_U (\sin(2\pi f_U t)) - \frac{r_s}{2\pi f_U} A_{i_a} (\sin(2\pi f_U t + \phi)) + C_{int,d} \quad (3.40)$$



$$\lambda_q = L_q i_q = \frac{r_s}{2\pi f_U} A_{i_a} (\sin(2\pi f_U t + \phi)) - \frac{2}{6\pi f_U} A_U (\sin(2\pi f_U t)) + C_{int,q} \quad (3.41)$$

On les  $C_{int}$  són les constants d'integració, que es calculen imposant un flux magnètic nul quan el corrent és nul. A nivell pràctic, com el motor que es pretén controlar és de pols llisos, només es prenen mesures de  $L_d$  i es suposa que  $L_q$  té el mateix valor. A més, com es pot comprovar en la Figura 3.3, el valor de la inductància depèn de l'angle elèctric. De manera que el que es farà és considerar lineal la relació entre  $i_d$  i el  $\lambda_d$ . D'aquesta manera,  $L_d$  serà una constant. Les mesures es realitzen amb el següent equipament:

- Oscil·loscopi Agilent DSO-X2004A
- Sonda de corrent Fluke i30s
- Sonda diferencial de tensió PICO TA057

En la Figura 3.2 es mostra una de les vuit mesures realitzades (quatre per cada prototipus degut als quatre parells de pols).

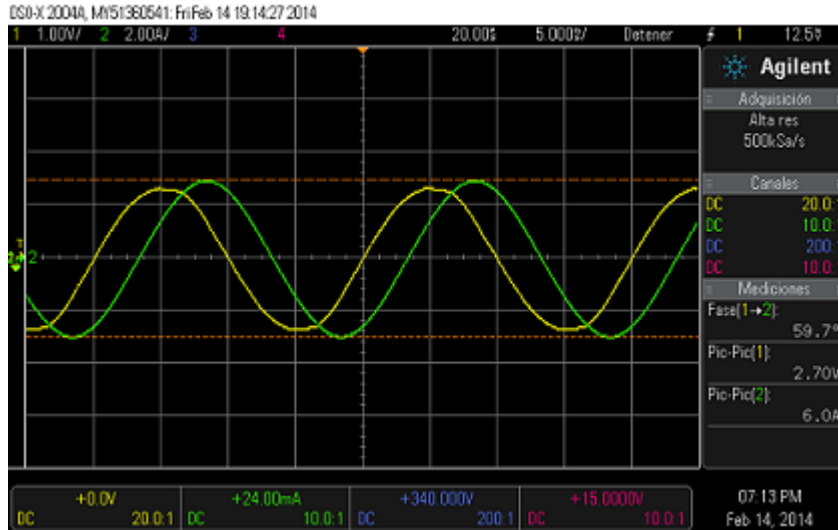


Figura 3.2: Tensió  $U$  i corrent  $i_a$

De manera que en aquest cas, es prenen les següents mesures:

- $A_U = 1.35$  V
- $\omega_e = 100\pi$  rad/s
- $\phi = 59.7^\circ$
- $A_{i_a} = 3$  A

La Figura 3.3 mostra gràficament els resultats obtinguts.



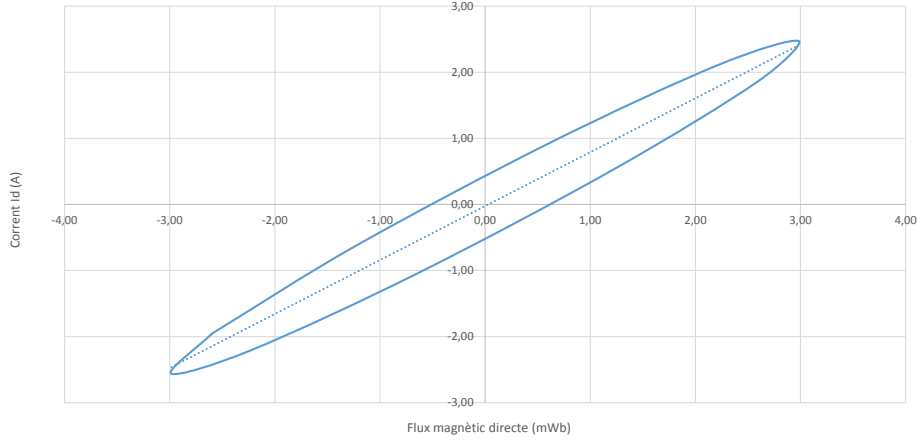


Figura 3.3: Component directa del corrent i del flux magnètic

Com ja s'ha dit anteriorment, es considerarà una relació lineal entre les variables  $i_d$  i  $\lambda_d$ . Sota aquest supòsit,  $L_d$  es pot expressar com una constant que representa el pendent de la recta que apareix en el gràfic 3.3. A continuació es mostra una taula amb els diferents valors d'aquesta pendent pels quatre eixos  $d$  per els dos prototipus:

Posició	$L_{d,1}$	$L_{d,2}$
$\theta_r = 0^\circ$	0.82 mH	0.84 mH
$\theta_r = 90^\circ$	0.86 mH	0.82 mH
$\theta_r = 180^\circ$	0.82 mH	0.82 mH
$\theta_r = 270^\circ$	0.82 mH	0.81 mH
Mitja	0.83 mH	0.82 mH

Taula 3.1: Valors mesurats de  $L_d$  per els dos prototipus.

Com ja s'ha comentat, es suposarà que les inductàncies  $L_d$  i  $L_q$  són iguals. De manera que es defineixen les dues variables següents per donar per tancat aquest apartat:

$$L_{qd,1} = 0.83mH \quad (3.42)$$

$$L_{qd,2} = 0.82mH \quad (3.43)$$

### 3.3 Determinació experimental de $K_\lambda$

L'única variable de les equacions que resta per determinar és  $\lambda_m$ . Aquesta esdevindrà crucial alhora de desenvolupar el control del motor. Si es replantegen les equacions [3.25] i [3.26] imposant un corrent nul, aquestes queden de la següent forma:

$$v_q = \omega K_\lambda \quad (3.44)$$



$$v_d = 0 \quad (3.45)$$

Fàcilment es pot trobar el valor de  $\lambda_m$  fent girar el motor en buit. És a dir, amb l'eix connectat a un altre motor que l'arrossega i del qual es controla la velocitat. D'aquesta manera es pot obtenir una funció que descriurà  $K_\lambda(v_q, \omega)$ :

$$K_\lambda(v_q, \omega) = \frac{v_q}{\omega} \quad (3.46)$$

Com la component directa és nul·la en aquest cas, es compleix que:

$$V_s = v_q \quad (3.47)$$

De manera que:

$$v_q = \sqrt{2}V_{FN} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{LL} \quad (3.48)$$

El valor de  $v_q$  es pot obtenir doncs mesurant la tensió de línia, ja que el neutre no és accessible, i operant com a [3.48]. A continuació es mostra la taula de punts que s'ha obtingut experimentalment pels dos prototipus:

rpm	$V_{q,1}$	$V_{q,2}$
100	5.18 V	5.30 V
200	10.42 V	10.66 V
300	15.62 V	15.98 V
400	20.76 V	21.20 V
500	25.96 V	26.58 V
600	31.14 V	31.66 V
700	36.26 V	36.94 V
800	41.44 V	42.22 V
900	46.52 V	47.44 V
1000	51.56 V	52.64 V

Taula 3.2: Valors de la tensió  $v_q$  calculada a partir de la  $V_{LL}$  mesurada

Aquestes mesures s'han dut a terme amb el següent equipament:

- Oscil·loscopi Agilent DSO-X2004A
- Sonda diferencial de tensió PICO TA057
- Convertidor Infranor CD1-K

Amb els valors de la Taula 3.2, i suposant el flux magnètic constant, es poden calcular els valors mitjos que apareixen en la Taula 3.3. Amb els valors de la Taula 3.3, conjuntament amb els de la Taula 3.1, els motors queden completament definits tenint en compte l'abast d'aquest projecte.



	Prototipus 1	Prototipus 2
$K_\lambda$	101 mWb	103 mWb

Taula 3.3: Valors de la constant de flux magnètic  $K_\lambda$  pels dos prototipus

### 3.4 Model usat en el disseny del control

Es busca un sistema amb les tensions com a entrada i com a resultat de l'aplicació d'aquestes, surten els corrents i la velocitat angular del motor. Aquests corrents dependran de les tensions aplicades, i alhora, de les característiques del motor definides en la taula 3.4:

Característica	Valor Prototipus 1	Valor Prototipus 2
$L_{qd}$	0.83 mH	0.82 mH
$r_s$	0.2 $\Omega$	0.2 $\Omega$
$K_\lambda$	101 mWb	103 mWb
$J_m$	3.60 $gm^2$	3.60 $gm^2$

Taula 3.4: Característiques dels prototipus.

Les equacions [3.25] i [3.26] es poden plantejar de la següent manera:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{v_q}{L_q} - \frac{r_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}\omega_e i_d - \frac{K_\lambda}{L_q}\omega_e \quad (3.49)$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_d} - \frac{r_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega_e i_q \quad (3.50)$$

L'equació mecànica general és la següent:

$$T_e = J_m\alpha_r + B\omega_r + T_l \quad (3.51)$$

De moment, només es té en compte la inèrcia pròpia del rotor del motor  $J_m$ . Més endavant, aquesta passarà a ser l'equivalent a la inèrcia que representa una meitat del cotxe reduïda a l'eix del motor. El frec viscós  $B$ , induït per la pròpia rotació dels rodaments, es negligirà ja que en el cas del motor estudiat és molt reduït. Tanmateix, el segon terme en l'expressió del parell electromagnètic, referent al parell relucant, també es negligirà ja que anteriorment ja s'ha establert que les inductàncies  $L_d$  i  $L_q$  es suposen iguals. De manera que:

$$B = 0 \quad (3.52)$$

$$i_d i_q (L_d - L_q) = 0 \quad (3.53)$$

Tenint en compte aquestes simplificacions, es pot afegir al grup d'equacions definit per [3.49] i [3.50] l'equació següent:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{4J_m} K_\lambda i_q \quad (3.54)$$



Una forma bastant habitual i pràctica de representar les equacions d'un sistema és l'espai d'estats [4]. Les variables d'estat s'agrupen en un vector, el vector d'estat  $x$ . Les variables de control de l'espai d'estats es poden representar amb el vector  $u$  i finalment, les senyals mesurades o sortides del sistema s'agrupen en el vector  $y$ . Llavors, el sistema es pot representar com:

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (3.55)$$

$$y = g(x, u) \quad (3.56)$$

La dimensió del vector d'estat determina l'ordre del sistema. Si el sistema no depèn explícitament del temps, llavors aquest sistema rep el nom de sistema invariant en el temps. Com ja s'ha exposat, el model consta de dues equacions:  $f$  i  $g$ . La primera, dóna la velocitat del vector d'estat com a funció de l'estat  $x$ , les variables de control  $u$  i el temps  $t$ . Aquesta funció rep el nom de funció velocitat. En canvi, la funció  $g$ , coneguda com funció sensor, dóna els valors de les mesures com funció de l'estat  $x$ , les variables de control  $u$  i el temps  $t$ . En cas que  $f$  i  $g$  siguin lineals en relació  $x$  i  $u$ , el sistema és considerat un sistema lineal. Aquest es pot representar com:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (3.57)$$

$$y = Cx + Du \quad (3.58)$$

On  $A, B, C$  i  $D$  són matrius de constants invariants en el temps. Aquest sistema lineal rep el nom de LTI (Linear and Time-Invariant). La matriu  $A$  rep el nom de matriu de dinàmica, la matriu  $B$  s'anomena matriu de control, la matriu  $C$  és coneguda com matriu de sensat i, finalment, la matriu  $D$  s'anomena terme directe. En la majoria de casos, la senyal de control no té un efecte directe en la sortida i, per tant, l'omissió d'aquesta és bastant freqüent. Les matrius  $A, B$  i  $C$  són:

$$A = \frac{\partial f(x, u)}{\partial x^T} \quad (3.59)$$

$$B = \frac{\partial f(x, u)}{\partial u^T} \quad (3.60)$$

$$C = \frac{\partial g(x, u)}{\partial x^T} \quad (3.61)$$

Els vectors  $x$ , les variables d'estat, i  $u$ , les variables de control o entrades del sistema, es poden definir com:

$$x = [i_q \quad i_d \quad \omega_e]^T \quad (3.62)$$

$$u = [v_q \quad v_d \quad v_0]^T \quad (3.63)$$

Expressant les equacions [3.49], [3.50] i [3.54] en termes de  $u$  i  $x$ :



$$\dot{x}_1 = f_1(x, u) = \frac{1}{L_q}u_1 - \frac{r_s}{L_q}x_1 - \frac{L_d}{L_q}x_2x_3 - \frac{K_\lambda}{L_q}x_3 \quad (3.64)$$

$$\dot{x}_2 = f_2(x, u) = \frac{1}{L_d}u_2 - \frac{r_s}{L_d}x_2 + \frac{L_q}{L_d}x_1x_3 \quad (3.65)$$

$$\dot{x}_3 = f_3(x, u) = \frac{3P^2\lambda_m}{8J_m}x_1 \quad (3.66)$$

Les equacions [3.64] i [3.65] no descriuen sistemes lineals i, per tant, s'ha de linealitzar els sistemes d'una manera o altra. Una opció seria linealitzar-los per Taylor. En aquest cas, es troba la solució de les equacions en un punt d'equilibri determinat que ha d'estar convingudament escollit. Això implica que tot control dissenyat en base aquest punt d'equilibri només assegura el correcte funcionament al voltant d'aquest. En el cas d'aquest projecte, on es preten controlar els prototipus a través d'un llaç de corrent, aquests no tenen un règim de treball determinat sinó que s'aprofita tot el rang de velocitats disponibles. Per tant, la linealització per Taylor no és una solució pràctica. Es proposa doncs fer el següent canvi de variables:

$$w_1 = \frac{1}{L_q}u_1 - \frac{L_d}{L_q}x_2x_3 - \frac{K_\lambda}{L_q}x_3 \quad (3.67)$$

$$w_2 = \frac{1}{L_d}u_2 + \frac{L_q}{L_d}x_1x_3 \quad (3.68)$$

De manera que les variables de control són:

$$u_1 = L_q(w_1 + \frac{L_d}{L_q}x_2x_3 + \frac{K_\lambda}{L_q}x_3) \quad (3.69)$$

$$u_2 = L_d(w_2 - \frac{L_q}{L_d}x_1x_3) \quad (3.70)$$

El sistema representat per [3.64], [3.65] i [3.66] queda com:

$$\dot{x}_1 = f_1(x, w) = -\frac{r_s}{L_q}x_1 + w_1 \quad (3.71)$$

$$\dot{x}_2 = f_2(x, w) = -\frac{r_s}{L_d}x_2 + w_2 \quad (3.72)$$

$$\dot{x}_3 = f_3(x, w) = \frac{3P^2K_\lambda}{8J_m}x_1 \quad (3.73)$$

Plantejant el sistema en forma matricial queda:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_d} & 0 \\ \frac{3P^2K_\lambda}{8J_m} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} \quad (3.74)$$



Es prenen les següents sortides:

$$y = \begin{bmatrix} T_e \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3P}{4} K_\lambda i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3P}{4} K_\lambda x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

Redefinint les matrius  $A$ ,  $B$  i  $C$  com:

$$A = \frac{\partial f(x, w)}{\partial x^T} \quad (3.76)$$

$$B = \frac{\partial f(x, w)}{\partial w^T} \quad (3.77)$$

$$C = \frac{\partial g(x, w)}{\partial x^T} \quad (3.78)$$

Les matrius  $A$ ,  $B$  i  $C$  queden:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_d} & 0 \\ \frac{3P^2 K_\lambda}{8J_m} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{3P}{4} K_\lambda & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

Si es reprèn el sistema plantejat per les equacions [3.57] i [3.58], i es duu a terme la transformada de Laplace el sistema queda:

$$sX(s) = AX(s) + BU(s) \quad (3.82)$$

$$Y(s) = CX(s) + DU(s) \quad (3.83)$$

Aïllant  $X(s)$  i substituint en la segona equació, queda:

$$X(s) = [sI - A]^{-1}BU(s) \quad (3.84)$$

$$Y(s) = (C[sI - A]^{-1}B + D)U(s) \quad (3.85)$$

La funció de transferència és per tant:

$$G(s) = C[sI - A]^{-1}B + D \quad (3.86)$$

Que, fent  $D = 0$ , permet trobar l'expressió genèrica de la funció de transferència en el cas estudiat menystenint els termes no lineals:





$$G(s) = C[sI - A]^{-1}B \quad (3.87)$$

Amb els valors esmentats anteriorment i operant, la matriu de funcions de transferència  $G(s)$  queda:

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{T_e}(s) & 0 \\ 0 & G_{I_d}(s) \end{bmatrix} \quad (3.88)$$

On:

$$G_{T_e}(s) = \frac{T_e(s)}{v_q(s)} = \frac{1}{L_q s + r_s} \quad (3.89)$$

$$G_{I_d}(s) = \frac{I_d(s)}{v_d(s)} = \frac{1}{L_d s + r_s} \quad (3.90)$$

Substituint pels valors de la Taula 3.4 s'obtenen les següents funcions de transferència:

$$G_{T_e,1}(s) = G_{I_d,1}(s) = \frac{T_e(s)}{V_q(s)} = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{803 \cdot 10^{-6} s + 0.2} \quad (3.91)$$

$$G_{T_e,2}(s) = G_{I_d,2}(s) = \frac{T_e(s)}{V_q(s)} = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{802 \cdot 10^{-6} s + 0.2} \quad (3.92)$$

El fet d'eliminar la dependència de la velocitat, permetrà utilitzar els mateixos controladors sigui quina sigui la càrrega.

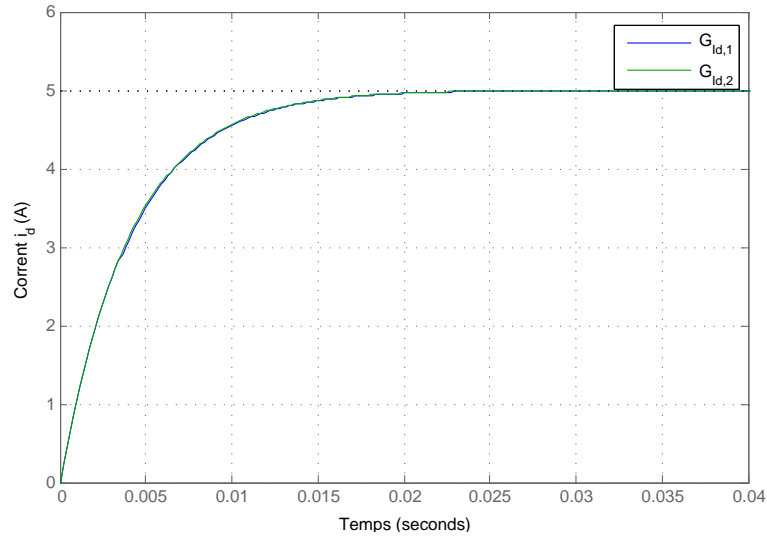


Figura 3.4: Resposta del corrent  $i_d$  a un graó unitari de  $v_d$

La Figura 3.4 mostra la resposta dels dos sistemes enfront una senyal d'entrada del tipus graó. Es pot comprovar que, efectivament, tenen el comportament típic d'un sistema de primer ordre. S'ha realitzat la simulació per l'eix  $d$  només ja que per l'eix ortogonal el resultat serà exactament el mateix.

### 3.5 Consideracions

La primera consideració consisteix en reconèixer els límits d'un convertidor a nivell de corrent. Un inversor de dos nivells, com és el cas, està format de 3 branques d'un parell d'IGBT cadascuna. Aquests semiconductors tenen unes determinades característiques que defineixen el valor màxim de corrent que pot circular a través seu. Com es veurà en el següent capítol, els IGBT usats en aquest projecte van ser escollits en base unes condicions de con-torn determinades. Si a aquest corrent màxim se l'anomena  $I_{igbt}^{max}$ , sempre s'ha de complir que:

$$I_{igbt}^{max} \geq \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3.93)$$

Si en algun moment aquesta condició no es satisfà, el semiconductor en qüestió pot quedar malmés degut a un augment excessiu de la temperatura en la unió. Constanment s'anirà comprovant aquest valor per mitjà de les lectures de corrent i en cas que es sobrepassi un determinat valor, el convertidor entrarà en estat d'alarma per evitar possibles danys imminents.

La segona consideració rau en el límit de tensió que el convertidor pot sintetitzar. Aquest és diferent en funció de la tècnica de modulació PWM que s'usa per una mateixa  $V_{dc}$ . En aquest projecte s'ha obtingut per utilitzar una tècnica que rep el nom d'SVPWM (Space Vector Pulse Widht Modulation). La justificació d'aquesta tria i la comparativa amb altres mètodes es pot trobar annexada. Si es representa aquest límit de tensió sintetitzable com  $V_s^{max}$ , sempre s'haurà de complir que:

$$V_s^{max} \geq \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (3.94)$$

Aquesta condició es compleix sempre ja que és una qüestió relacionada directament amb la modulació usada. Per molt que el control ho demanés, el convertidor no seria capaç de sintetitzar més tensió a la seva sortida i passaria a treballar en sobremodulació generant ones d'alt contingut harmònic. Això sí, cal considerar els efectes que se'n deriven a nivell de control i les limitacions que suposa a nivell de potència aquest fet. És precisament aquest valor el que determinarà el punt de potència màxima del conjunt així com la velocitat màxima assolible pels prototipus. Recordant l'equació [3.49] i imposant un corrent total nul es pot trobar que la  $\omega_r$  màxima quedaria limitada per:

$$\omega_r^{max} \leq \frac{v_q^{max}}{4K_\lambda} \quad (3.95)$$

Aquesta és la màxima velocitat assolible, només tenint en compte les limitacions elèctriques, amb un  $\lambda_d$  constant. Tot i així, hi ha tècniques que permeten disminuir el valor d'aquest flux i alhora permeten assolir velocitats màximes més altes. Aquestes tècniques es fonamenten en el debilitament de camp. Ara bé, aquest té unes implicacions i és que es basa en l'ús de la component  $d$  del corrent. De totes maneres, en aquest projecte no s'estudien aquestes tècniques ja que queden fora de l'abast i els prototipus usats no ho requereixen.



## Capítol 4

# Dimensionament elèctric

### 4.1 Arquitectura del convertidor i condicions de con- torn

Com el títol del projecte indica, el propòsit d'aquest projecte és desenvolupar un inversor trifàsic. Aquest convertidor presenta la següent arquitectura:

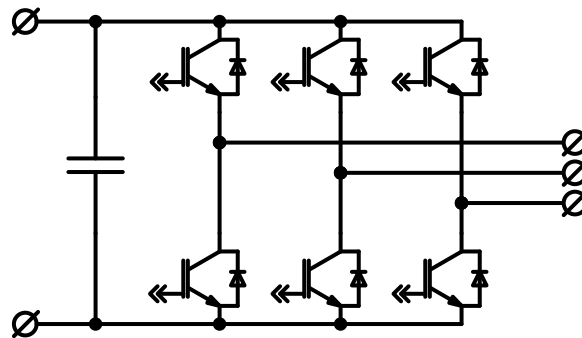


Figura 4.1: Arquitectura convertidor

Aquesta topologia de convertidor permet controlar el flux de potència que s'intercanvia entre una font de tensió de contínua i una màquina trifàsica. En el cas d'aquest projecte la càrrega que es pretén controlar és, com ja s'ha dit, una màquina síncrona d'imants permanents. Tant el CAT05e com el CAT06e, i enguany el CAT07e, són traccionats a partir de dues màquines d'aquest tipus exactament iguals. La tria d'aquestes màquines es va fer en el seu dia en base unes corbes de parell-velocitat a la roda del vehicle que l'equip va considerar. Com a resultat d'aquestes especificacions i l'oferta que hi havia en aquell moment, l'equip va optar pel model MA-55WC de Mavilor. Es tracta d'un PMSM refrigerat per aigua amb les característiques descrites a la Taula [4.1](#).



Característica	Valor	Unitats
$T_{nom}$	43	Nm
$T_{max}$	190.8	Nm
$P_{nom}$	16	kW
$P_{max}$	45	kW
$K_e$	0.6	$V_{rms}/\text{rad}$
$K_t$	1	$\text{Nm}/A_{rms}$
$r_s$	0.2	$\Omega$
$L_{LL}$	1.9	mH
$\tau_{th}$	1500	s
$R_{th}$	0.155	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

Taula 4.1: Valors extrets del full d'especificacions de l'MA55-WC

El fabricant, en aquest cas Mavilor, també proporcionava la següent taula:

Tensió a l'entrada	Velocitat a 0 Nm
440 V	6646 rpm
400 V	6045 rpm
360 V	5443 rpm

Taula 4.2: Velocitat màxima en funció en la tensió d'entrada

Per interpretar aquestes dades correctament s'ha de pensar que aquest motor tenia associat un inversor del fabricant Infranor. La tensió a l'entrada fa referència a la tensió rectificadora pel rectificador d'aquest convertidor. A continuació es mostra un esquema:

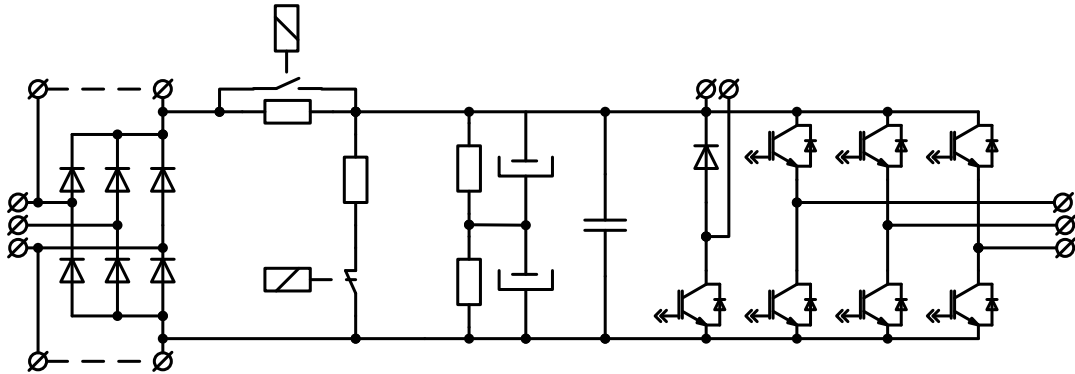


Figura 4.2: Arquitectura convertidor Infranor

Com es pot veure el convertidor no treballa amb el neutre. És per això que la tensió rectificadora es pot considerar:

$$V_{dc} = \sqrt{2}V_{LL} \quad (4.1)$$



De manera que reprentent la Taula 4.2 i trobant la tensió del bus de contínua per cada cas queda:

$V_{dc}$	Velocitat a 0 Nm
622 V	6646 rpm
565 V	6045 rpm
509 V	5443 rpm

Taula 4.3: Velocitat màxima en funció de  $V_{dc}$

Aquests valors de tensió van ser determinants pel que fa la tria de la tecnologia i la tensió de les bateries del cotxe. Cal esmentar una limitació imposada per la normativa de la competició que consisteix en establir una tensió de bateries màxima de 600V. Les cel·les que es van usar en el CAT05e i la seva evolució, el CAT06e, presentaven les següents característiques:

Característica	Valor	Unitats
$C_n$	8	Ah
$V_{max}^{cel}$	3.65	V
$V_{nom}^{cel}$	3.2	V
$V_{min}^{cel}$	2.5	V
$I_{d_{max}}^{cel}$	160	A
$I_{d_{nom}}^{cel}$	120	A
$I_{c_{max}}^{cel}$	16	A
$T_{max}$	65	°C

Taula 4.4: Característiques de les cel·les usades

Es va optar per escollir la tecnologia  $LiFePO_4$ , basada en liti. El principal avantatge d'aquesta tecnologia és la seguretat que presenta envers altres tecnologies [3]. A diferència d'altres, l'escollida per l'equip no s'incendia en cap cas. A més, les prestacions a nivell de corrent de descàrrega són superiors a la mitja. De totes maneres, la seguretat va ser el factor determinant i per això es va optar per aquesta tecnologia. Pel que fa la configuració final de les bateries queda definida en la taula següent:

Característica	Valor	Unitats
Número de cel·les	162	-
Configuració	162s1p	-
$E_n^{bat}$	4.2	kWh
$V_{max}^{bat}$	592	V
$V_{nom}^{bat}$	520	V
$V_{min}^{bat}$	405	V
$I_{d_{max}}^{bat}$	160	A
$I_{d_{nom}}^{bat}$	120	A
$I_{c_{max}}^{bat}$	16	A
$T_{max}$	65	°C

Taula 4.5: Configuració final i característiques principals

Tota aquesta informació es pot resumir en la següent taula a nivell de condicions de contorn



del convertidor dissenyat:

Característica	Valor	Unitats
$V_{dc,max}$	592	V
$V_{dc,nom}$	520	V
$V_{dc,min}$	405	V
$I_{ac,max}$	150	Arms
$I_{ac,nom}$	43	Arms
$P_{max}$	50	kW
$P_{nom}$	20	kW

Taula 4.6: Condicions de contorn del convertidor dissenyat

Aquests són els valors de partida pel disseny del convertidor.

## 4.2 Dimensionament dels semiconductors

Per tal de maximitzar el rendiment del convertidor s'ha fet un estudi dels semiconductors que hi ha en el mercat pel rang de potències definit a la Taula 4.6. En la següent taula es mostra el fabricant i el model corresponent:

Fabricant	Model	$V_{ce}^{max}$ (V)	$I_c^{nom}$ (A)
Fuji	2MBI225VN	1200	225
Infineon	FF200R12KT3	1200	200
Mitsubishi	CMD200DX-24S	1200	200
Semikron	SKM200GB12T4	1200	200

Taula 4.7: Models de semiconductors i principals característiques

Els càlculs de pèrdues s'han realitzat seguint la metodologia descrita en l'Annex C usant com a referència [11]. La Figura 4.3 mostra les pèrdues dels diferents models per un corrent de 43 Arms (veure Taula 4.6) fent un escombrat per diferents freqüències de commutació.

En la Figura 4.4 la influència del terme de les pèrdues per conducció queda palesa, com es pot observar quan el corrent amb el que es calculen les pèrdues és de 150 Arms (veure Taula 4.6).

Queda per determinar la freqüència de commutació del convertidor. El parell electro-magnètic guarda la següent relació amb el corrent:

$$T_e = \frac{3P}{4} i_q \lambda_m \quad (4.2)$$

A banda de la relació de transmissió que hi pugui haver entre el motor i la roda, el sistema mecànic que forma tot l'arbre de potència té una inèrcia important que mitigarà el ris de parell i no s'acabarà traduïnt en ris de velocitat com es veurà més endavant. Treballant l'expressió [4.2] es troba el ris de parell electromagnètic:

$$\Delta T_e = \frac{3P\sqrt{2}}{4} \Delta I \lambda_m \quad (4.3)$$



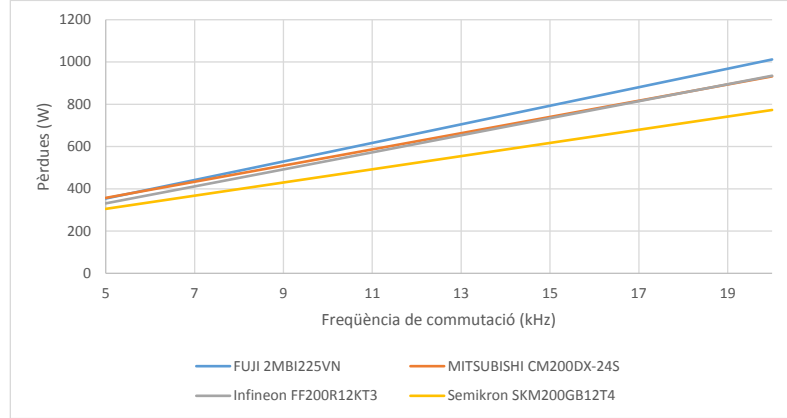


Figura 4.3: Pèrdues dels semiconductors per 43 Arms i 20 kW

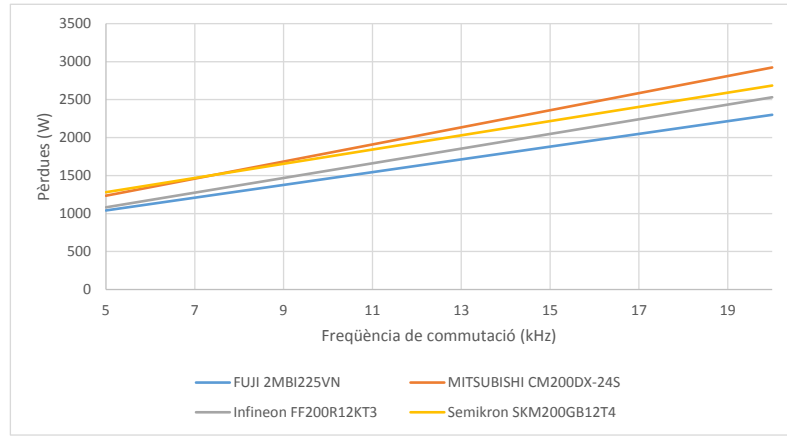


Figura 4.4: Pèrdues dels semiconductors per 150 Arms i 50 kW

D'altra banda, el ris de corrent d'un inversor trifàsic es pot escriure segons [6] com:

$$\Delta I = \frac{(V_{dc} - \sqrt{2}V_{ll})V_{ll}}{2LV_{dc}f_c} \quad (4.4)$$

Derivant aquesta expressió respecte  $V_{ll}$  queda:

$$V_{ll}(\Delta I_{max}) = \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} = 212V \quad (4.5)$$

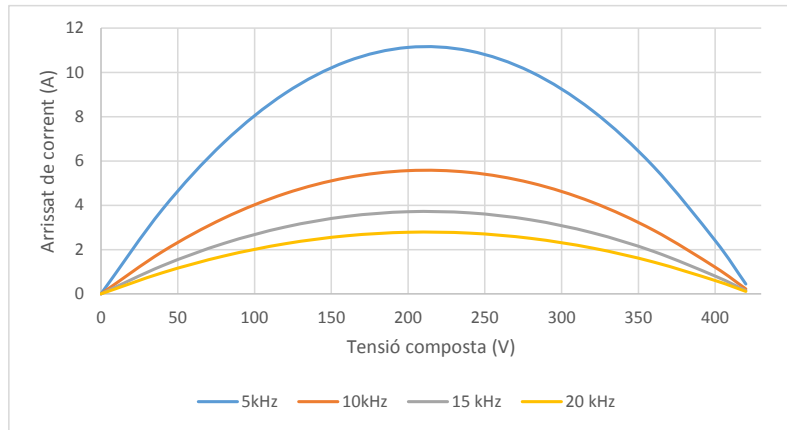
S'ha calculat amb la màxima tensió de bateries ja que és el pitjor dels casos. En cas que la tensió de bateries sigui més baixa, la tensió de línia que maximitza l'arissat es desplaça però aquest disminuirà sigui on sigui aquest nou punt. Substituint ara aquest valor en l'equació [4.4] es pot construir Taula 4.8 en funció de la freqüència de commutació.



$f_c$ (kHz)	$\Delta I_{max}$ (A)
5	11.2
10	5.6
15	3.7
20	2.8

Taula 4.8: Arrissats de corrent en funció de  $f_c$ 

En la Figura 4.5 es pot veure la funció [4.4] graficada per diferents tensions  $V_{ll}$ :

Figura 4.5: Arrissats de corrent per diferents  $V_{ll}$  i  $f_c$ 

S'estableix com arissat màxim un 20% del corrent nominal i per tant la freqüència de commutació ha de ser:

$$f_c \geq \frac{(V_{dc} - \sqrt{2}V_{ll})V_{ll}}{2LV_{dc} \cdot 0.15 \cdot I_{nom}} \quad (4.6)$$

$$f_c \geq 6490 Hz \quad (4.7)$$

A nivell de control es pot assumir una freqüència de commutació encara més alta. Aquesta es fixarà per tant a 8 kHz. Amb aquesta freqüència el ris de corrent serà:

$$\Delta I_{max} = 7.5 A \quad (4.8)$$

El ris de parell a l'eix del motor serà:

$$\Delta T_{emax} = 10.6 Nm \quad (4.9)$$

Com ja s'ha comentat, aquest arissat de parell no es traduirà en arissat de velocitat donada la gran inèrcia del sistema mecànic. La freqüència d'aquest arissat serà la de  $f_c$  i la cadena de potència mecànica actuarà com un filtre passa-baixos deixant fora aquesta freqüència tan elevada per un sistema d'aquesta naturalesa. La relació entre la velocitat del sistema mecànic i el parell electromagnètic es pot definir com:





$$W(s) = \frac{\omega_{roda}(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{r_t J s} \quad (4.10)$$

De manera que per la freqüència  $f_c$  el guany és de:

$$W(dB) = 20 \log |W(j\omega)| = 20 \log \frac{1}{2\pi r_t J f_c} \quad (4.11)$$

Aquesta atenuació doncs, com ja s'ha dit anteriorment, té una relació directa amb la inèrcia del sistema i la relació de transmissió. S'ha calculat el guany per les dues inèrcies:

$$20 \log |W(j\omega)|_{J=J_m} = -60dB \quad (4.12)$$

$$20 \log |W(j\omega)|_{J=J_c} = -110dB \quad (4.13)$$

Per tant, el ris de parell no esdevindrà ris de velocitat sensible en ambdós casos. Pel que respecta les pèrdues dels semiconductors per aquesta freqüència de commutació, aquestes són les de la Taula 4.9.

Model	$P_p @ I_{nom}$ (W)	$P_p @ I_{max}$ (W)
2MBI225VN	573	1461
FF200R12KT3	532	1565
CMD200DX-24S	548	1797
SKM200GB12T4	461	1749

Taula 4.9: Pèrdues dels semiconductors a 8 kHz

Tenint en compte aquests resultats i la disponibilitat de cada model s'ha optat per escollir el model de Fuji 2MBI225VN.

### 4.3 Dimensionament del bus de contínua, la precàrrega i la descàrrega

El següent esquema mostra la configuració del bus de contínua per la qual s'ha optat:

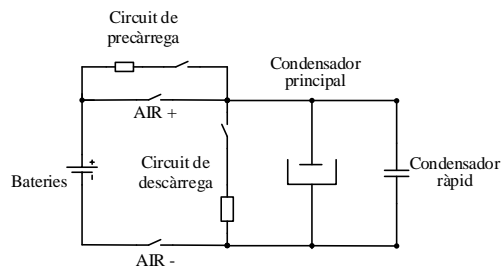


Figura 4.6: Configuració del bus de contínua

A continuació s'explica la funció de cada element:



- **Circuit de precàrrega:** la funció d'aquest circuit és limitar el corrent que passa pel condensador principal mentre la seva tensió augmenta. Per mitjà d'una resistència connectada entre les dues fonts de tensió, bateries i condensador, el sistema es comporta com un sistema de primer ordre i d'aquesta manera la càrrega del condensador és controlada. El circuit consisteix en dos elements bàsics: un relé i una resistència. El relé es comanda a través d'un senyal digital provinent de la centraleta del cotxe. El relé que comanda aquest circuit té uns requeriments importants a nivell de tensió, doncs ha de poder soportar la tensió de bateries, però no gaire exigents pel que fa el corrent ja que aquest es limita en la precàrrega. A més ha de ser normalment obert, ja que en cas de fallida d'alimentació del control no provoqui danys a cap element de la cadena. Pel que fa la resistència, el tamany el determinarà principalment l'energia a dissipar durant la precàrrega.
- **Circuit de descàrrega:** la funció d'aquest circuit és descarregar el bus de contínua una vegada el convertidor s'atura. Aquest circuit és una mesura de seguretat per assegurar que la tensió del bus de contínua està per sota d'un determinat valor límit en un temps donat. En el cas d'aquest projecte, al ser un convertidor que ha de traccionar un vehicle que participa a la Formula Student, aquest temps i aquesta tensió les imposa l'organització de la competició. El relé de descàrrega, com en el cas del de precàrrega, es comanda a través d'una senyal digital, provinent de la placa de control del convertidor, i en aquest cas es tracta d'un relé normalment tancat. Altra vegada per motius de seguretat, en cas de fallida d'alimentació del control aquest ha de descarregar el bus de contínua. Com en el cas del circuit de precàrrega, dos elements bàsics formen aquest circuit: un relé i una resistència. Pel que fa els requeriments del relé, també haurà de poder aguantar la tensió de bateries de manera contínua. La resistència no tindrà unes sol·licitacions gaire importants a nivell de potència però sí de tensió.
- **AIR (Accumulator Isolation Relay):** aquests relés tenen la funció de connectar i desconnectar les bateries del convertidor quan s'escaigui. A més, també estan subjectes a la normativa de la competició i, per tant, han de complir uns requeriments imposats per aquesta. Es tracta de relés importants ja que han de poder tallar corrents de fins a 200 A i suportar tensions de fins a 600 V en continu. Aquests relés es controlen també per mitjà d'una senyal digital, aquesta vegada provinent de la centraleta del cotxe. Per motius de seguretat, els AIR són relés normalment oberts, com en el cas del relé de precàrrega.
- **Condensador principal:** la principal funció d'aquest condensador és la de reduir el màxim possible l'arissat de corrent de bateries. Alhora s'ha de tenir en compte que ha de ser prou gran com per no imposar una variació de tensió important en el bus de contínua degut a l'absorció d'aquest corrent. Finalment, també estableixen la tensió del bus per canvis deguts a les inductàncies paràsites dels semiconductors. Mecànicament, el bus consta de dues xapes d'alumini, positiu i negatiu, separades per un aïllant d'uns 250  $\mu\text{m}$  que uneix els dos condensadors usats. Aquest aïllant està fet a partir d'un material anomenat Mylar.
- **Condensador ràpid:** la funció d'aquest condensador és aconseguir emmagatzemar l'energia acumulada en la inductància paràsita dels semiconductors en cada període de commutació. Cada branca d'IGBT tindrà el seu propi condensador ràpid en aquest disseny. Aquest, en la literatura, és conegut com *snubber*.

Es comença doncs per la tria del condensador principal ja que, tant el circuit de precàrrega com el de descàrrega, els valors de les resistències dependran del d'aquest. Segons Kolar [2], el valor eficaç del corrent que circula pel condensador principal depèn del factor de potència,



de la modulació i del valor eficaç del corrent circulant pel motor. La Figura 4.7 posa de manifest aquesta dependència.

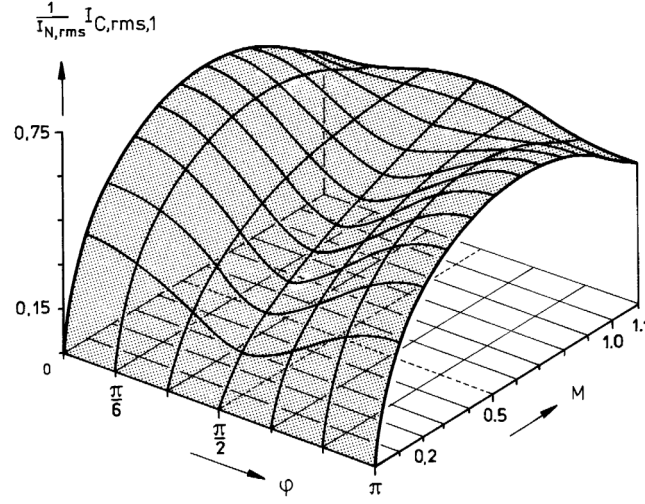


Figura 4.7: Representació tridimensional del valor eficaç del corrent pel condensador del bus de contínua [2]

Per un motor de les característiques dels prototipus que es pretenen controlar, el factor de potència es pot considerar unitari. Sota aquest supòsit, en el pitjor dels casos el valor del corrent eficaç que circularà pel condensador és:

$$I_{c,rms} \cong \frac{1}{\sqrt{2}} I_{mot,rms} \quad (4.14)$$

Aquest corrent serà útil per a la tria del condensador. Abans però, s'ha de determinar l'arissat de tensió que hi haurà en bornes del condensador. Entre les bateries i el bus de contínua hi ha una distància de cable important i, per tant, apareix una inductància en sèrie amb les bateries al ben mig de les dues fonts de tensió. Per una banda, aquesta té un efecte positiu al reduir el ris de corrent de bateries. Per altra, si hi ha una diferència de tensió important entre els seus bornes, això pot generar una derivada de corrent no desitjada ja que:

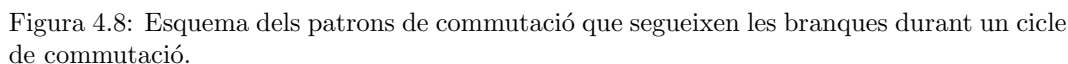
$$\frac{di_l}{dt} = \frac{v_l}{L_f} \quad (4.15)$$

Mirant la seqüència de commutació de les branques en el primer quadrant de l'SVPWM, és fàcil identificar les zones en les que circularà corrent pel bus de contínua com es pot comprovar en la Figura 4.8.

Quan s'apliquen els vectors nuls  $\vec{V}_0$  i  $\vec{V}_7$ , la càrrega queda curtcircuitada per mitjà dels díodes dels IGBT. Per tant, en el temps d'aplicació d'aquests vectors, el corrent provinent del bus de contínua és nul. D'altra banda, mentre s'apliquen els vectors  $\vec{V}_1$  i  $\vec{V}_2$ , sí que circula corrent provinent del bus.

Anteriorment, a partir de [4.14], ja s'ha determinat el valor eficaç del corrent. Si aquest s'emula com una ona quadrada, l'amplada d'aquesta vindrà determinada pels temps d'aplicació  $t_0$  i  $t_7$ . Quan el temps d'aplicació dels altres dos vectors sigui màxim, la suma d'aquests dos




$$T_{1-2} = T_\alpha + T_\beta \quad (4.16)$$

Per tal de trobar aquest valor màxim d'aquesta expressió, es deriva respecte l'angle  $\theta_e$  i s'igual a 0:

$$\cos(\frac{\pi}{3} - \theta_e) = \cos(\theta_e) \quad (4.19)$$

Substituïnt aquest valor a [4.17] queda:

$$T_{1-2}^{max} = \frac{\sqrt{3}M}{2}T_s \quad (4.22)$$

De manera que considerant el pitjor cas a nivell de modulació, el temps és:

$$T_{1-2}^{max} = T_s \quad (4.23)$$

Aquest valor redueix a zero els valors de  $t_0$  i  $t_7$ . Tenint en compte que el corrent que circula per un condensador és:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (4.24)$$



Aïllant la capacitat en aquesta equació i discretitzant-la queda:

$$C = \frac{i_c \Delta t}{\Delta v_c} \quad (4.25)$$

Ara cal definir un ris màxim de tensió en bornes del condensador. Aquest es fixarà en un 1.5% de la tensió màxima de les bateries. En les condicions descrites, el corrent que circularà pel condensador serà constant durant tot el període de commutació. Com prèviament s'ha definit el valor eficaç d'aquest, si aquest és constant, es pot utilitzar el valor ja trobat. Per tant:

$$C = \frac{I_{c,max} \Delta t}{\Delta v_c} = \frac{100 I_{mot,max} T_c}{2\sqrt{2} V_{dc}} \quad (4.26)$$

$$C = 790 \mu F \quad (4.27)$$

En aquest càlcul el corrent usat ha estat el de potència màxima. Finalment, la Taula 4.10 resumeix les característiques del condensador principal:

Característica	Valor
$V_{dc}$	600 V
$C$	790 $\mu F$
$I_{c,rms}$	70 A

Taula 4.10: Característiques orientatives del condensador principal

Pel que fa el corrent del condensador, els fabricants n'especifiquen un valor per una determinada vida útil del condensador a una temperatura ambient. El motiu és que la vida útil del condensador manté una relació directa amb la temperatura de treball d'aquest. Aquesta es pot determinar de la següent manera:

$$T_h = T_a + P_c R_{th} \quad (4.28)$$

Per conèixer la temperatura  $T_h$  es necessari doncs calcular la potència a dissipar pel condensador. Tanmateix cal conèixer la resistència equivalent d'aquest:

$$P_c = ESR \cdot I_{c,rms} \quad (4.29)$$

Es tracta de dur a terme un procés iteratiu en el que es parteix d'un model, es calcula el gradient tèrmic i finalment es compara amb el gradient tèrmic màxim que determina el fabricant. Evidentment, els valors de tensió i corrent també són variables a tenir en compte en aquesta tria. Després de dur a terme aquest procés s'opta pel fabricant EPCOS i en concret per un model de tecnologia MKP de la sèrie B2562. A banda de les prestacions elèctriques del condensador, també s'ha valorat altres qüestions com l'aspecte mecànic i la disponibilitat d'aquest. En la Taula 4.11 es mostren les seves principals característiques.

Una vegada dissenyat el condensador principal es procedeix amb l'anomenat condensador ràpid. Aquest condensador s'usa a mode de *snubber*. És a dir, aquest condensador li proporciona un camí al corrent del semiconductor en el moment de l'opertura d'aquest. Això és degut a la component inductiva que tot semiconductor, amb més o menys mesura, presenta.



Característica	Valor
$V_{dc}$	880 V
$C$	700 $\mu\text{F}$
$I_{c,rms}$	70 A
$ESR$	1.7 m $\Omega$

Taula 4.11: Característiques condensador MKP EPCOS sèrie B2562

D'aquesta manera s'aconsegueix reduir el pic de sobretensió que es genera en bornes del semiconductor. A banda, aquesta derivada de corrent pot derivar en problemes de compatibilitat electromagnètica en altres parts del circuit. Conceptualment, el dimensionament d'aquest condensador consisteix en calcular l'energia emmagatzemada en la inductància paràsita del semiconductor i dimensionar la capacitat del condensador en base aquesta. L'energia emmagatzemada en una inductància és:

$$E_{L_p} = \frac{1}{2} L_p i^2 \quad (4.30)$$

El valor de  $L_p$  no s'ha pogut trobar al full tècnic del semiconductor i s'ha pres com a valor orientatiu el d'un semiconductor equivalent d'un altre fabricant però amb el mateix encapsulat. També s'ha estimat la inductància paràsita del bus de contínua. Pel que fa el corrent, s'usa el màxim corrent que pot arribar a circular per l'IGBT:

$$E_{L_p} = \frac{1}{2} 40 \cdot 10^{-9} \cdot 150\sqrt{2} \quad (4.31)$$

$$E_{L_p} = 4.2 \quad (4.32)$$

$\mu\text{J}$

Encara que els condensadors vagin connectats per branques, en el moment de la commutació només hi haurà un dels dos semiconductors que deixarà de conduir i, per tant, el corrent calculat ja és vàlid. Per la tensió que suportarà el condensador:

$$C = \frac{2E_{L_p}}{V_{dc}^2} \quad (4.33)$$

$$C = 3.34 \quad (4.34)$$

pF

S'escull un condensador del fabricant EPCOS sèrie B32656S:

De manera que la capacitat total del bus de contínua acaba sent:

$$C_{dc} = 700 + 3 \cdot 47 = 841 \mu\text{F} \quad (4.35)$$

I l'arrisat total pot ser:

$$I_{c,rms} = 70 + 3 \cdot 5 = 85 \text{ A} \quad (4.36)$$

Amb aquesta capacitat es pot dissenyar el circuit de precàrrega i el circuit de descàrrega. La normativa de la competició imposa els següents requeriments a pel que fa aquests circuits:



Característica	Valor
$V_{dc}$	2000 V
$C$	47 nF
$I_{c,rms}$	5 A
$ESR$	35 mΩ

Taula 4.12: Característiques condensador MKP EPCOS sèrie B32656S

- Circuit de precàrrega: ha de poder elevar la tensió del bus de contínua fins un 90% del seu valor final abans de tancar l'AIR +.
- Circuit de descàrrega: aquest s'ha d'activar sempre que hi hagi algun error i s'ha de dissenyar tenint en compte que ha de poder aguantar el corrent màxim de descàrrega durant 15s. A més, en menys de 5s la tensió ha d'estar per sota de 40V.

S'ha de tenir present que els dos convertidors comparteixen el bus i que aquests circuits s'han dissenyat, per tant, per una capacitat dues vegades l'anteriorment calculada. La següent taula resumeix la tria de les resistències en qüestió:

Resistència	Valor òhmica (Ω)	Configuració	Valor òhmica total (Ω)	Potència total (W)
$R_{dc}$	470	2s1p	940	200
$R_{pc}$	470	2s1p	940	200

Taula 4.13: Característiques resistències descàrrega i precàrrega

## 4.4 Drivers

Els drivers són els encarregats de separar i aïllar la part electrònica de processament de la part de potència. La seva funció és la de fer commutar els IGBTs a partir d'un senyal de dispar de baixa potència provinent d'un processador.

Interiorment, aquests drivers disposen d'un ASIC que supervisa l'acció del control, afegint temps morts si s'escau, gestionant els errors, supervisant les tensions d'alimentació de les fonts internes dels drivers i controlant les tensions entre el col·lector i l'emissor per si es detecta una situació de curtcircuit.

Entre altres característiques principals destaquen:

Característica	Valor
Tensió màxima $V_{dc}$	1700 V
Tensió alimentació	15 V
Tensió d'obertura i tancament IGBT	15... – 8 V
Tensió lògica	3.3...15 V

Taula 4.14: Característiques principals drivers Concept 2SP0115T

S'ha afegit una placa d'adaptació amb l'objectiu d'aïllar totes les mesures de temperatura i adaptar els nivells de tensió.



## 4.5 Sondes de corrent i tensió

Per poder realitzar qualsevol mena de control sobre una planta és necessari conèixer en tot moment quines són les variables d'estat. S'ha d'anar especialment amb compte, perquè un error en aquest àmbit pot limitar molt la funcionalitat de tot el mòdul, i és per aquesta raó que tot seguit es fa una petita justificació sobre cadascuna de les sondes afegides al muntatge.

Pel que fa la part d'alterna del convertidor, amb dues sondes de corrent ja es pot determinar el valor dels tres corrents. Aquestes sondes de corrent seran d'efecte hall i de llaç tancat, concretament s'ha escollit el model LF 205-S/SP3 de LEM:

Característica	Valor	Unitats
Rang de mesura	$\pm 0 \dots 200$	A
Tensió d'alimentació	$\pm 12 \dots 15$	V
Ressolució mitjana	$\pm 0.5\%$	-

Taula 4.15: Característiques principals sonda de corrent de LEM

Pel que fa el cantó del bus de contínua, s'ha optat per disposar d'una sonda de tensió d'efecte Hall. Així doncs, s'ha escollit el model LV 25 – 600 també de LEM:

Característica	Valor	Unitats
Rang de mesura	$\pm 0 \dots 900$	V
Tensió d'alimentació	$\pm 12 \dots 15$	V
Ressolució mitjana	$\pm 0.8\%$	-

Taula 4.16: Característiques principals sonda de tensió de LEM

Aquestes es disposaran, conjuntament amb els circuits de precàrrega i descàrrega, com la Figura 4.9 representa.

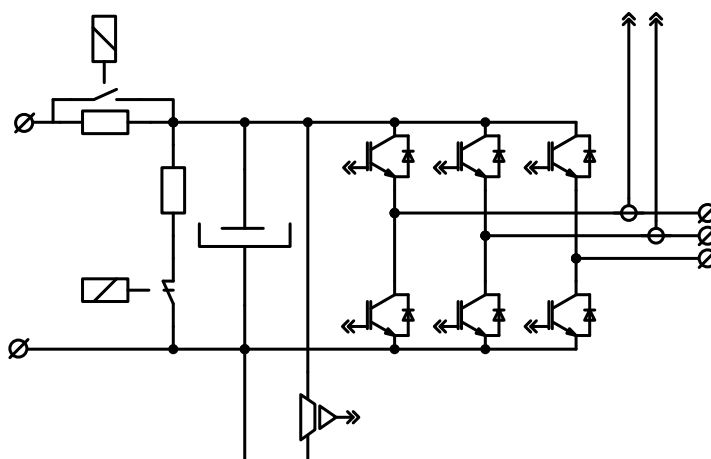


Figura 4.9: Convertidor amb sondes i circuits de precàrrega i descàrrega





## Capítol 5

# Disseny mecànic i refrigeració

### 5.1 Condicions de contorn

El disseny mecànic del conjunt dels dos convertidors ha estat estretament lligat al disseny mecànic de l'entorn d'aquests en el cotxe. S'ha valorat diverses opcions a nivell de distribució de components en el cotxe per arribar finalment a la posició definitiva del conjunt. Les cotes màximes assolibles pel conjunt dels dos convertidors són:

Cota	Valor	Unitats
Amplada	560	mm
Longitud	320	mm
Alçada	200	mm

Taula 5.1: Cotes màximes permeses al conjunt

En les figures 5.1, 5.2 i 5.3 es pot veure, desde diferents perspectives, el volum disponible.

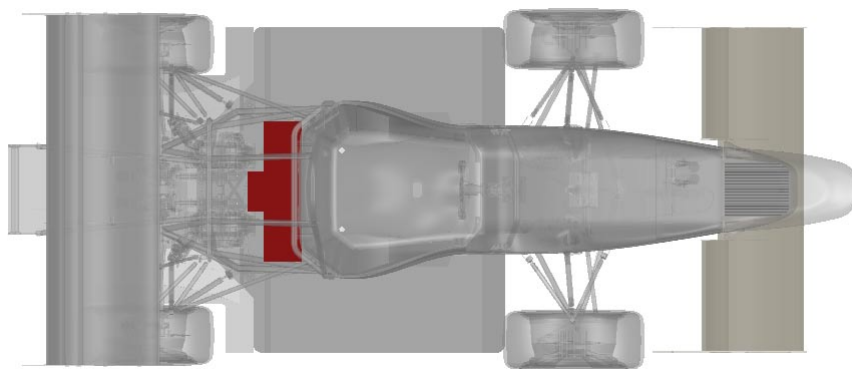


Figura 5.1: Planta del cotxe amb el volum disponible destacat

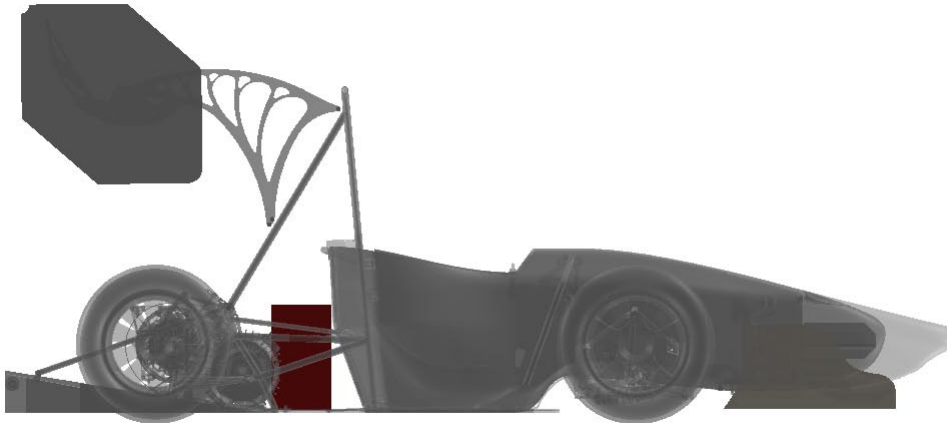


Figura 5.2: Alçat del cotxe amb el volum disponible destacat

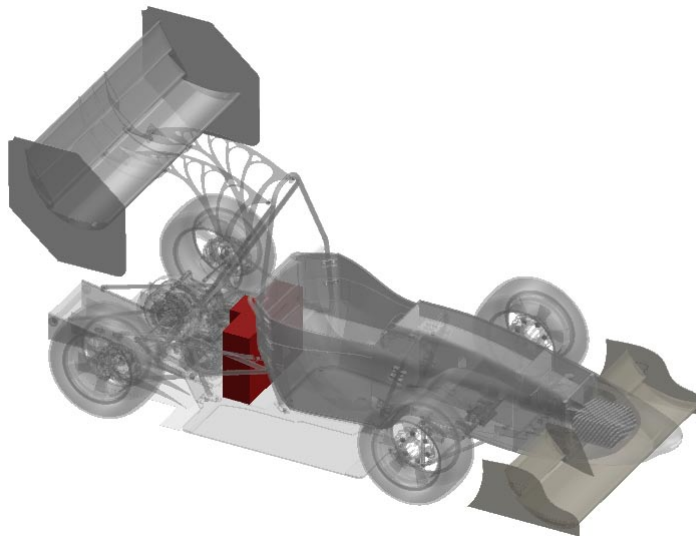


Figura 5.3: Vista trimètrica del cotxe amb el volum disponible destacat

En base aquestes cotes s'ha buscat una distribució que preten un compromís entre els següents aspectes:

- Volum total ocupat
- Aspectes tèrmics
- Prestacions mecàniques del conjunt
- Compatibilitat electromagnètica

Per arribar a aquest resultat s'ha estudiat punt a punt els aspectes comentats.



## 5.2 Disseny de la refrigeració

Un dels objectius principals del desenvolupament dels convertidors és que no siguin l'element limitant en la cadena de potència. Per tal d'aconseguir-ho, la refrigeració esdevé fonamental. Una altra vegada, l'equació [4.28] és la que determina l'increment de temperatura donades una potència a dissipar i una resistència tèrmica. Per tal de maximitzar la potència a dissipar per un mateix gradient tèrmic, s'ha de minimitzar la resistència tèrmica. Aquest és el paràmetre que determina la capacitat de refrigerar de qualsevol intercanviador de calor. La pràctica més comú, quan es tracta d'electrònica de potència d'aquest rang, és la refrigeració per convecció forçada. És a dir, els mòduls de semiconductors es collen a un radiador amb aletes que, amb l'ajuda de ventiladors, aconsegueix extreure la potència residual. En algunes aplicacions, on l'espai o el pes del convertidor són variables importants, la refrigeració líquida és la que s'imposa. En aquest cas, enlloc de conveccionar directament les pèrdues a través de l'aire, els mòduls de potència cedeixen les pèrdues per mitjà de conducció a un fluid. Aquest fluid està constanment circulant per un circuit que consta, a grans trets, d'una bomba i un radiador per a conveccionar. La bomba s'encarrega de proporcionar al fluid la suficient pressió com per superar totes les caigudes de pressió del circuit i mantenir una velocitat acceptable. El radiador del cotxe per mitjà de convecció, cedeix la calor anteriorment absorbida pel fluid, a l'entorn. És per tant una variable important la capacitat calorífica del fluid, contra més alta sigui menys important serà el gradient tèrmic d'aquest. Tot i que aquest tipus de refrigeració és més complexa, si s'integren diversos components de la cadena de potència en el circuit de refrigeració, es pot reduir el pes significativament en comparació amb un sistema de refrigeració per aire.

Fàcilment es pot trobar intercanviadors de calor adaptats ja per mòduls comercials de semiconductors. La resistència tèrmica d'aquest és la que determinarà la temperatura de treball dels semiconductors [10]. Després de mirar de reduir aquesta resistència tèrmica, mirant diversos intercanviadors de diferents materials, s'ha optat per un d'alumini de la casa *max technology*, concretament el model MQT1914. La resistència tèrmica és funció del flux del fluid refrigerant i aquest, alhora, de la caiguda de pressió de tots els components del circuit hidràulic. Tenint en compte aquesta puntualització, la taula següent resumeix les característiques de la refrigeració:

Característica	Valor	Unitats
$Q_a$	3	lpm
$R_{th}$	0.012	°C/W
$T_{igbt}(@P_n)$	67	°C
$T_{rad}(@P_n)$	56	°C
$T_{igbt}(@P_{max})$	102	°C
$T_{rad}(@P_{max})$	71	°C

Taula 5.2: Característiques principals de la refrigeració líquida

La temperatura de treball dels semiconductors estarà en el pitjor dels casos molt per sota de la màxima permesa pel fabricant. De manera que es pot assegurar que el convertidor no serà un element limitant en la cadena de potència del vehicle, complint així un dels principals objectius del projecte.



### 5.3 Disseny mecànic

S'ha de tenir en compte que els convertidors aniran muntats en un vehicle de competició. Això es pot traduir en acceleracions sobtades en totes direccions i per això, en aquest projecte, l'estudi mecànic passa a tenir més importància que en altres casos. S'ha optat per fer una estructura redundant per assegurar la correcta fixació de cada component davant d'aquestes acceleracions. Finalment, també s'ha intentat, amb la mesura possible, d'optimitzar el pes del *Package* ja que aquest és sempre crític en un vehicle d'aquestes característiques. A continuació es mostra el *Package* una vegada tancat:



Figura 5.4: *Package* dels inversors tancat

Com es pot veure, s'ha optat per una base d'alumini que ofereix molt bones prestacions mecàniques alhora que lleugeresa. Aquesta serà el punt de fixació de tots els components i, alhora, el nexa d'unió entre aquests i el xassís del cotxe. Aquesta base s'ha fabricat partint d'un bloc d'alumini i fresant-lo fins a obtenir la geometria desitjada. Es va contemplar també l'opció de fabricar aquesta peça per mitjà de fundició amb la intenció de fer una camisa interior per on el fluid refrigerant podria circular. Degut als patrocinadors dels quals es disposava en el moment, es va creure que el fresat era la millor opció.

La tapa en canvi, com no ha de suportar cap tipus de sol·licitació mecànica, s'ha fet amb una tècnica de fabricació d'addició per capes anomenada *Rapid prototyping*. Normalment, aquest mètode de fabricació és usat en desenvolupament de prototipus ja que no és gaire òptim a nivell de producció i no permet obtenir peces amb bones propietats mecàniques. D'altra banda, permet conformar geometries complicades d'obtenir amb altres tècniques amb la mateixa rapidesa i precisió.

Durant el disseny del conjunt, la presència d'emissions electromagnètiques també s'ha tingut en compte. És per això que s'ha dissenyat la xapa metàl·lica que es pot veure a la Figura [5.5] que com a funció principal té la de servir de suport per l'electrònica i el bus de contínua. Pel que fa les emissions, la xapa pretén mantenir-les aïllades de les plaques de control per minimitzar els efectes perjudicials de les interferències electromagnètiques.

El temps de muntatge del conjunt també s'ha tingut molt present per tal que, en cas de



fallida d'algun component, la reparació impliqui el mínim temps possible. Aquest estalvi de temps pot ser valuós en molts casos. A continuació es mostra un explosionat del *Package* dividit en blocs de muntatge:

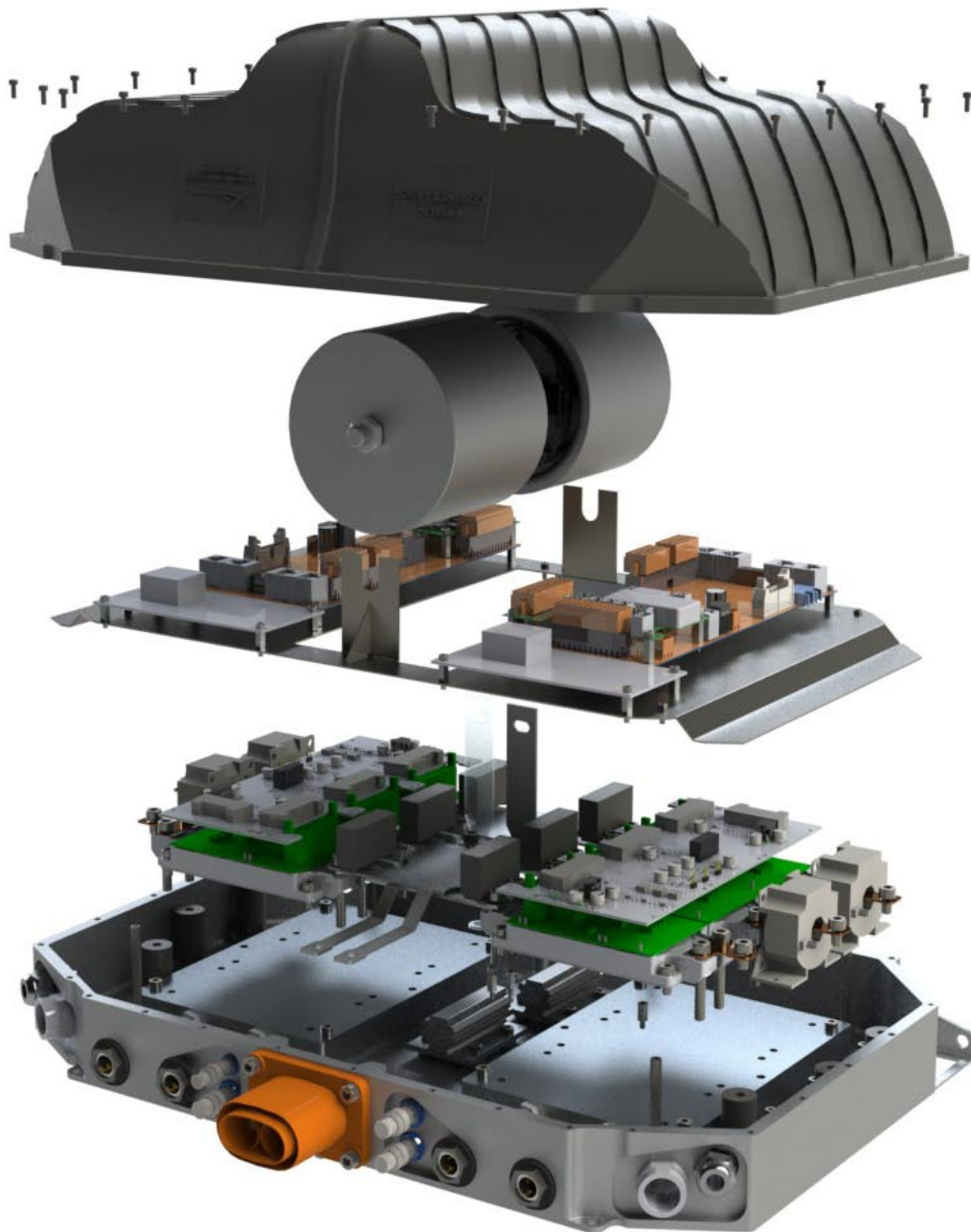


Figura 5.5: Explosionat del *Package* dels inversors



Finalment, en la Figura 5.6 es poden veure els convertidors una vegada muntats. En la Figura 5.7, aquests ja estan muntats en el cotxe.

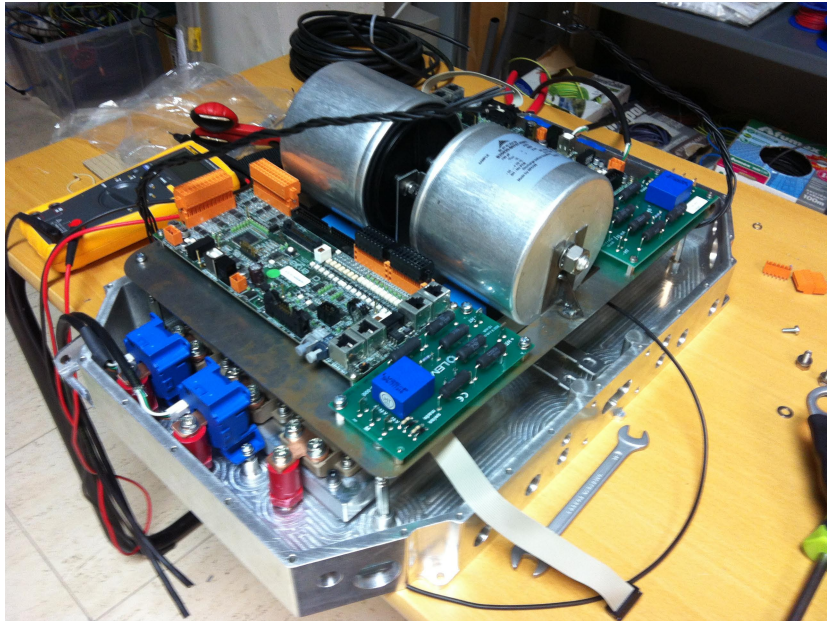


Figura 5.6: Convertidors acabats de muntar



Figura 5.7: Fotografia durant el muntatge de tot el cotxe



## Capítol 6

# Implementació i resultats

### 6.1 Càlcul de la posició i la velocitat angular mitjançant la SRF-PLL

El primer pas, abans de dissenyar els controladors, és determinar la manera d'obtenir la posició i la velocitat angular del motor controlat. Les mesures de corrent que es practiquen permeten obtenir el valor de corrent de fase en referència *abc* i, per tant, s'haurà d'operar com en 3.5 per obtenir els valors en la referència desitjada. Per realitzar aquest canvi, tant en un sentit com en l'altre, cal determinar de manera precisa la posició de l'eix. D'altra banda, la velocitat angular és necessària per practicar la realimentació total del sistema.

Els prototipus que es pretenen controlar compten amb un resolver. Aquest és un sensor de posició absolut i es podria assimilar a un transformador giratori format per un rotor i un estator [12]. L'eix conté un bobinat que s'excita amb una ona sinusoidal de freqüències normalment compreses entre els 2 i els 10 kHz. L'estator en canvi, està format per dos bobinats que formen un angle recte .

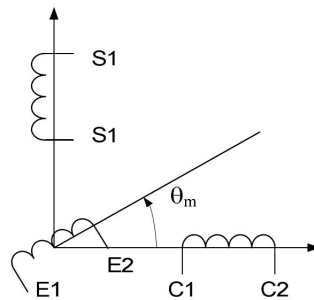


Figura 6.1: Esquema simplificat d'un resolver

Aquest sensor de posició està extès donada la seva resolució i precisió, la poca impedància de sortida, un ampli rang de temperatures en les quals pot treballar i finalment, per la simplicitat però alhora robustesa mecànica [5].

$$v_{exc} = U_{exc} \cos(\omega_{exc} t) \quad (6.1)$$



L'equació [6.1] representa l'ona amb la que s'excita la bobina del rotor. A mesura que aquesta inductància gira fruit de la velocitat del motor, s'indueix una tensió en bornes de les bobines estatòriques. L'amplitud d'aquesta vindrà determinada per la constant de transformació  $K_{res}$ .

$$v_{cos} = U_{exc} K_{res} \cos(\omega_{exc} t) \cos(\omega_m t) \quad (6.2)$$

$$v_{sin} = U_{exc} K_{res} \cos(\omega_{exc} t) \sin(\omega_m t) \quad (6.3)$$

Les equacions [6.2] i [6.3] representen l'ona induïda en les inductàncies estatòriques.

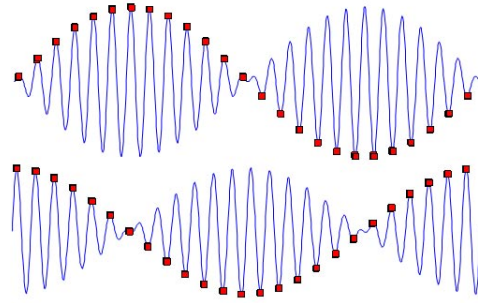


Figura 6.2: Ones induïdes en les bobines estatòriques  $v_{cos}$  i  $v_{sin}$  [5]

Si aquestes dues senyals es mostregen en l'instant adequat, l'ona que s'obté només conté l'oscil·lació pròpia de la velocitat del motor. Aquest instant es representat en la Figura 6.2 amb els quadrats vermells. Doncs bé, una vegada es tenen aquests ones es pot procedir a realitzar el càlcul de l'angle.

$$\theta_m = \begin{cases} \arctan\left(\frac{v_{sin}}{v_{cos}}\right) & \text{si } v_{cos} \geq 0 \\ \pi + \arctan\left(\frac{v_{sin}}{v_{cos}}\right) & \text{si } v_{cos} < 0 \end{cases} \quad (6.4)$$

Aquest estratègia per obtenir l'angle no dona resultats suficientment bons amb motors amb un número elevat de parells de pols. És per aquest motiu que es proposa el següent mètode per obtenir una lectura fiable de l'angle. En primer lloc, cal generar el senyal d'excitació i això es fa a partir d'un mòdul de PWM. Es tracta, concretament, d'un SPWM, és a dir, es compara una ona sinusoidal a la freqüència objectiu amb una ona triangular que oscil·la a la freqüència de commutació. L'ona sinusoidal s'actualitza en cada període de mostreig a partir d'una LUT (Look Up Table) que conté valors discrets d'un sinus a la freqüència desitjada. En el cas dels prototipus, segons les especificacions del fabricant, l'ona d'excitació ha de tenir una amplitud pic a pic de 10 V i una freqüència de 4 kHz. És evident que el senyal que surt de la placa de control s'ha de filtrar per tal d'assegurar que l'ona que veu la bobina rotòrica sigui purament sinusoidal. Generar el senyal d'excitació en el DSP presenta un seguit d'avantatges:

- Flexibilitat per canviar la freqüència d'excitació.
- Facilitat per detectar el pic de la senyal d'excitació.
- Reducció de pes i tamany ja que no es necessita maquinari extra.





Pel que fa les senyals de tornada, aquestes s'han de desmodular. Per fer-ho, s'utilitza la tècnica introduïda per la Figura 6.2 per intentar aconseguir així la màxima precisió. El fet d'estar generant l'excitació localment, permet detectar amb bastant exactitud el moment del pic d'aquesta. Aquest correspondrà al moment en que el cicle de treball del SPWM sigui màxim i, per tant, amb el valor més alt de la LUT. S'ha de tenir present que hi ha certs retards pel camí, degut sobretot als filtres analògics. Aquests faran perdre part de la sincronització ja que la mostra convertida no correspondrà amb el punt màxim de l'ona  $v_{exc}$ .

Una vegada exposat el procés per el qual s'obtenen les dues ones ortogonals, cal presentar el concepte de PLL (Phase-Locked Loop). Una PLL és un sistema de control que intenta generar una senyal de sortida amb una fase relacionada amb la de la senyal d'entrada [5]. És una eina àmpliament usada en telecomunicacions i ràdio, així com en moltes altres aplicacions electròniques.

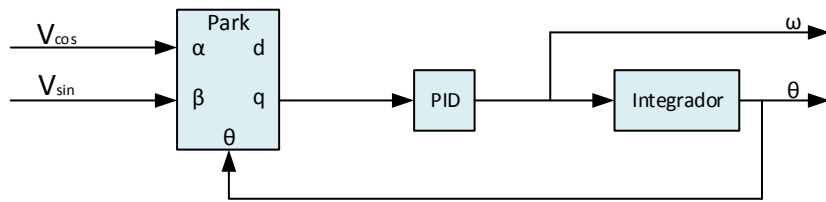


Figura 6.3: Esquema simplificat d'una SRF-PLL

La Figura 6.3 representa un tipus de PLL bastant usat en el control de motors. Concretament es tracta d'una SRF-PLL (Synchronous rotating Reference Frame based Phase-Locked Loop).

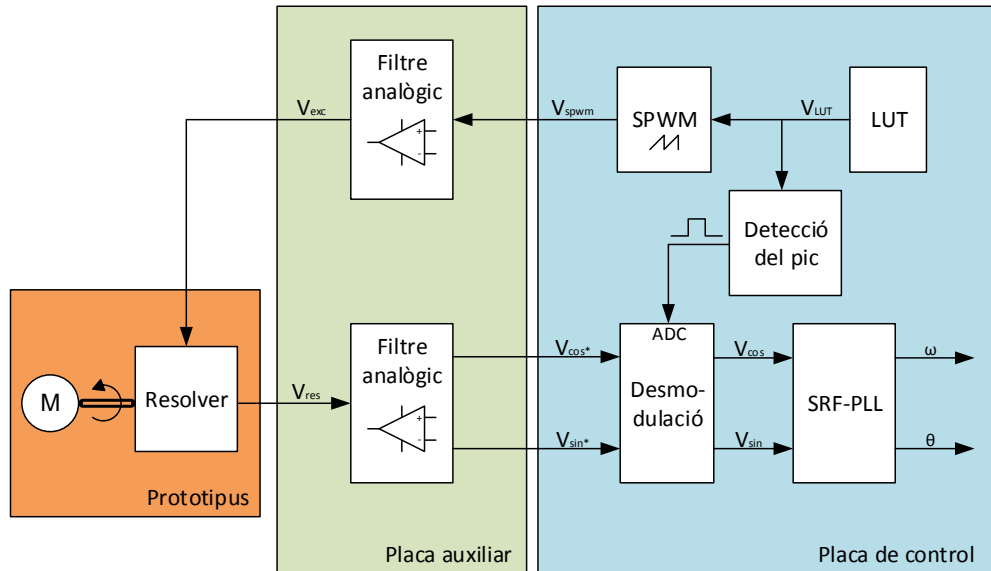


Figura 6.4: Esquema simplificat del sistema proposat

La Figura 6.4 representa tot el sistema que permet conèixer tant l'angle com la velocitat angular del motor. Com ja s'ha comentat, es proposa generar la senyal de referència pel SPWM que excita el resolver a partir d'una LUT. Un contador anirà avançant a través



d'aquesta taula modificant així, en cada període de mostratge pertinent, la senyal a comparar amb l'ona portadora. Concretament, aquesta taula s'actualitza a 32 kHz ja que és la freqüència a la que es llençarà la conversió ADC.

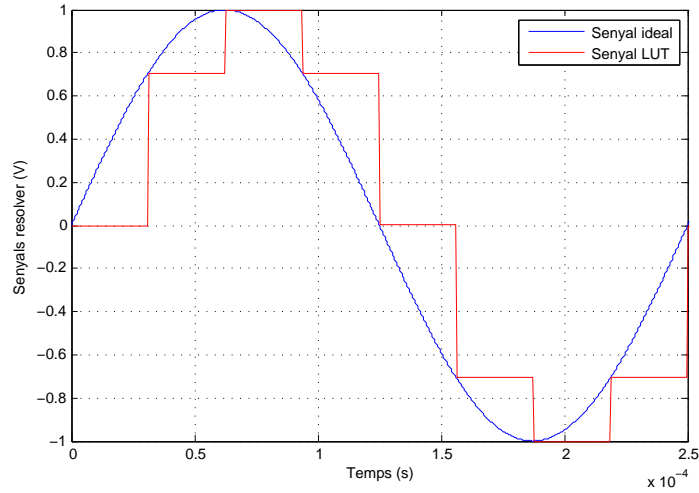


Figura 6.5: Senyal ideal i senyal real de referència a 32 kHz

La Figura 6.5 mostra la fase que es generarà entre l'ona que idealment s'utilitzaria i l'ona de referència a partir de la LTU. Aquest desfasament però, no introdueix cap problema en el control. La senyal en vermell és la que es compararà doncs amb l'ona portadora del SPWM que, en aquest cas, es generarà a una freqüència de 160 kHz per facilitar el filtratge. El resultat d'aquesta comparació és la sortida del SPWM i abans d'arribar al resolver es filtra, com ja s'ha comentat, amb un filtre analògic. D'aquesta manera s'aconsegueix reduir el contingut harmònic obtenint així una senyal quasi purament sinusoidal a 4 kHz. Aquest filtratge s'ha de fer amb cura de no generar un desfasament significatiu ja que aquest sí que representaria un problema en el control.

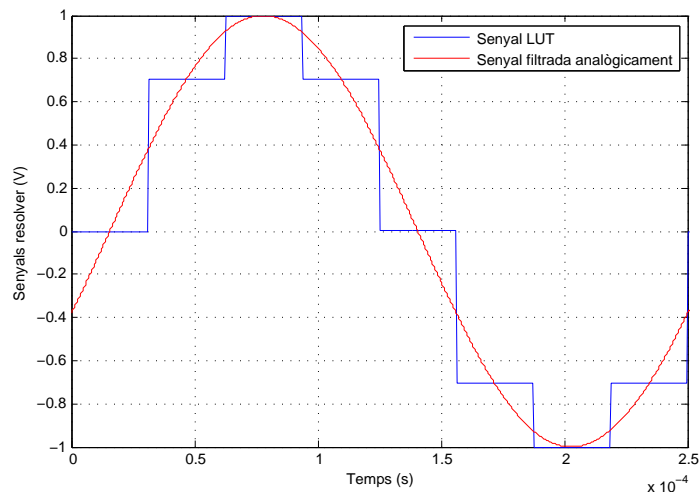


Figura 6.6: Senyals de referència per l'excitació

La Figura 6.6 mostra la senyal filtrada en vermell suposant un desfasament nul entre aquesta



i la de referència. Aquesta senyal és la que s'induirà, en més o menys mesura en funció de l'angle mecànic, en els devanats estatòrics. Les senyals  $v_{cos}$  i  $v_{sin}$  es mostrejaran a 32 kHz ja que les conversions ADC com ja s'ha dit s'executen a aquesta freqüència. Això no vol dir que s'utilitzin tots aquests valors. Com s'ha explicat abans només es prendrà una mostra per cada període de 4 kHz i, a ser possible, en el pic de l'ona.

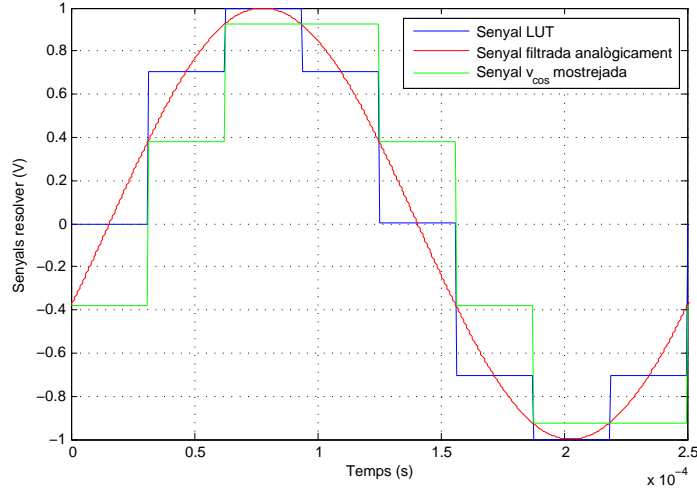


Figura 6.7: Senyals de referència per l'excitació i senyal  $v_{cos}$  mostrejada

En la Figura 6.7 es pot comprovar que al discretitzar les senyals  $v_{cos}$  i  $v_{sin}$  de manera síncrona amb l'actualització de la referència de l'excitació, es genera una fase de mig període de mostratge entre la senyal real i la mostrejada. El resultat d'aquest desplaçament és una pèrdua parcial de la resolució en el sensat de la posició. Aquesta, de totes maneres, no és gaire important ja que el valor de pic mostrejat està entorn el 90% del valor màxim.

## 6.2 Control del PMSM mitjançant el FOC

El FOC (Field Oriented Control) és l'algorisme més usat per controlar màquines síncrones d'ímants permanents avui en dia. Pel correcte funcionament d'aquest s'ha de conèixer amb bastant precisió els paràmetres de la màquina que es preten controlar. És per això que anteriorment s'ha fet un estudi de totes les variables que intervenen en el control.

L'esquema presentat en la Figura 6.8 representa l'estructura que s'ha usat en el control. Cal recordar que en el Capítol 3 es proposa un canvi de variables per linealitzar el sistema que els controladors veuen.

$$\Sigma_1 \begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x, u) = \frac{1}{L_q} u_1 - \frac{r_s}{L_q} x_1 - \frac{L_d}{L_q} x_2 x_3 - \frac{K_\lambda}{L_q} x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(x, u) = \frac{1}{L_d} u_2 - \frac{r_s}{L_d} x_2 + \frac{L_q}{L_d} x_1 x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(x, u) = \frac{3P^2 \lambda_m}{8J_m} x_1 \end{cases} \quad (6.5)$$

El sistema  $\Sigma_1$  no és lineal i per això es realitza el canvi de variables  $\Lambda$  descrit en [3.67] i [3.68].

$$\Lambda \begin{cases} w_1 = \frac{1}{L_q} u_1 - \frac{L_d}{L_q} x_2 x_3 - \frac{K_\lambda}{L_q} x_3 \\ w_2 = \frac{1}{L_d} u_2 + \frac{L_q}{L_d} x_1 x_3 \end{cases} \quad (6.6)$$



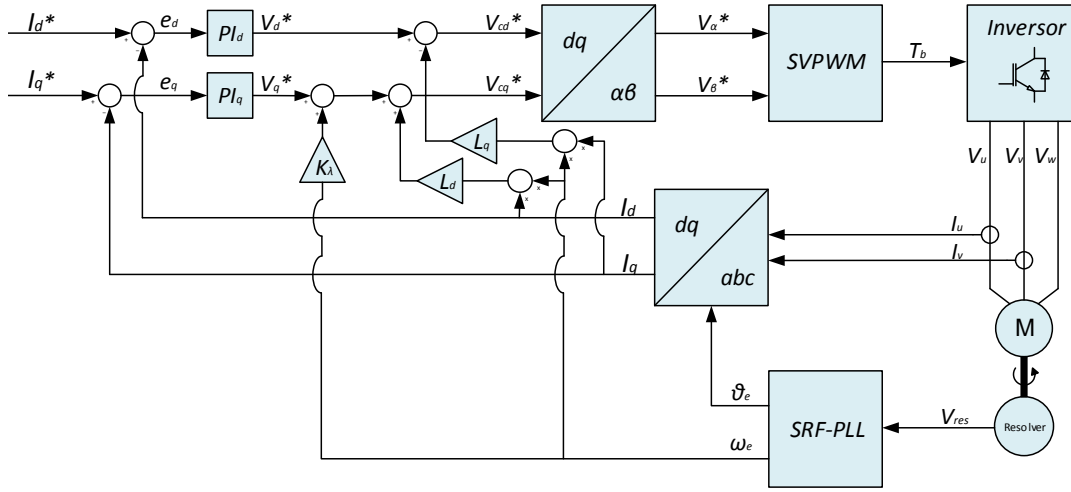


Figura 6.8: Esquema del FOC proposat

D'aquesta manera, s'obté el sistema  $\Sigma_2$ .

$$\Sigma_2 \begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x, w) = -\frac{r_s}{L_q} x_1 + w_1 \\ \dot{x}_2 = f_2(x, w) = -\frac{r_s}{L_d} x_2 + w_2 \\ \dot{x}_3 = f_3(x, w) = \frac{3P^2 K_\lambda}{8J_m} x_1 \end{cases} \quad (6.7)$$

La Figura 6.9 esquematitza aquest canvi de variable. Aquest, permetrà obtenir la mateixa resposta per part dels controladors sigui quina sigui la velocitat de gir. És a dir, els guanys dels controladors es poden verificar amb el rotor bloquejat i aquests respondran sempre de la mateixa manera sigui quina sigui la càrrega mecànica.

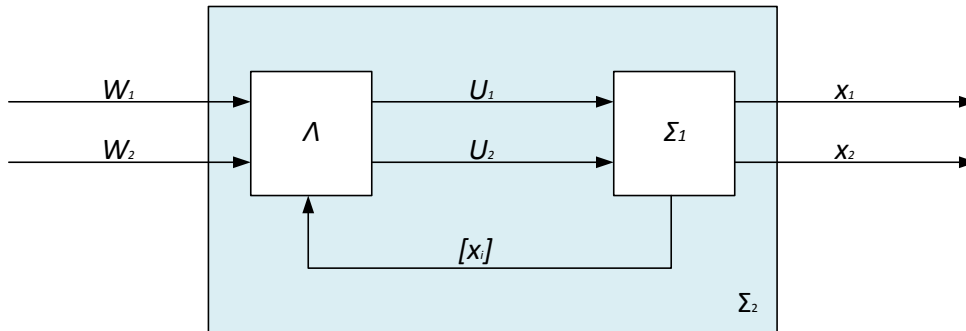


Figura 6.9: Esquema de la realimentació total proposada

### 6.3 Firmware implementat i resultats experimentals

Per tal de dur a terme el control del motor, s'usarà una de les interrupcions de les que processador digital disposa. Concretament, s'usarà la interrupció de l'ADC. És a dir, en el



moment d'executar el control, el primer que es farà serà fer la conversió d'analogic a digital de les senyals amb les que s'executarà el control.

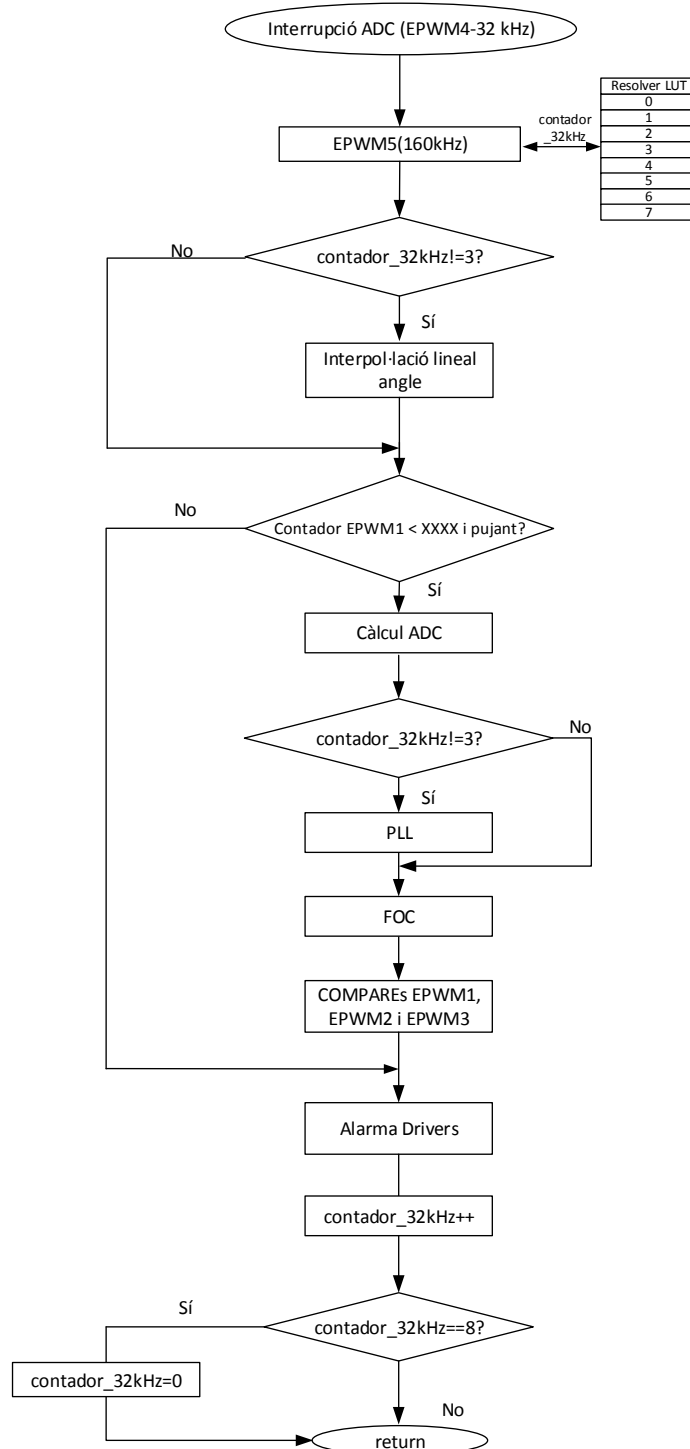


Figura 6.10: Esquema del firmware proposat



La Figura 6.10 esquematitza el programa implementat. Abans d'indagar en aquesta estructura cal tenir en compte com es distribueixen els PWM que conté el processador.

Mòdul EPWM	Freqüència	Tipus de contador	Aplicació
1	8 kHz	Up-Down	SVPWM i sincronització
2	8 kHz	Up-Down	SVPWM
3	8 kHz	Up-Down	SVPWM
4	32 kHz	Up-Down	Dispar Interrupció ADC
5	160 kHz	Up-Down	SPWM del resolver

Taula 6.1: Distribució dels mòduls EPWM

En la Taula 6.1 queda resumit l'ús que se li dona a cada mòdul. Els tres primer PWM són els encarregats de fer commutar els mòduls d'IGBT de potència. A més, el primer d'aquests s'encarrega de sincronitzar els comptadors de la resta de PWM en el seu pas per zero. Aquesta sincronització és immediata i col·loca tots els comptadors a zero siguin on siguin. El EPWM4 és l'encarregat de disparar la interrupció que executa la conversió ADC i el control del motor en el seu pas per zero. Finalment, el EPWM5 és l'usat per l'excitació del resolver.



Figura 6.11: Dispar de la interrupció de l'ADC a 32 kHz

La Figura 6.11 mostra el dispar de la interrupció de l'ADC a 32 kHz. Per tal de generar la senyal mostrada s'ha usat una de les sortides digitals que queda lliure. Aquesta s'ha posat a nivell alt quan comença la interrupció i a nivell baix quan aquesta acaba. Com es pot comprovar, l'amplada dels polsos és canviant en funció de la posició de la interrupció en qüestió.

Doncs bé, el primer que es fa quan es crida la interrupció, és actualitzar el valor de la LUT de l'excitació del resolver. Aquesta acció s'executa sempre que es crida la interrupció de l'ADC. Per tant, es va actualitzant a una freqüència de 32 kHz el cicle de treball del SPWM usat per a l'excitació. Una vegada aquest ha estat actualitzat, es fa una interpol·lació lineal



a partir de l'últim càlcul de velocitat angular, sempre i quan en aquella interrupció no toqui executar la PLL per actualitzar aquesta.

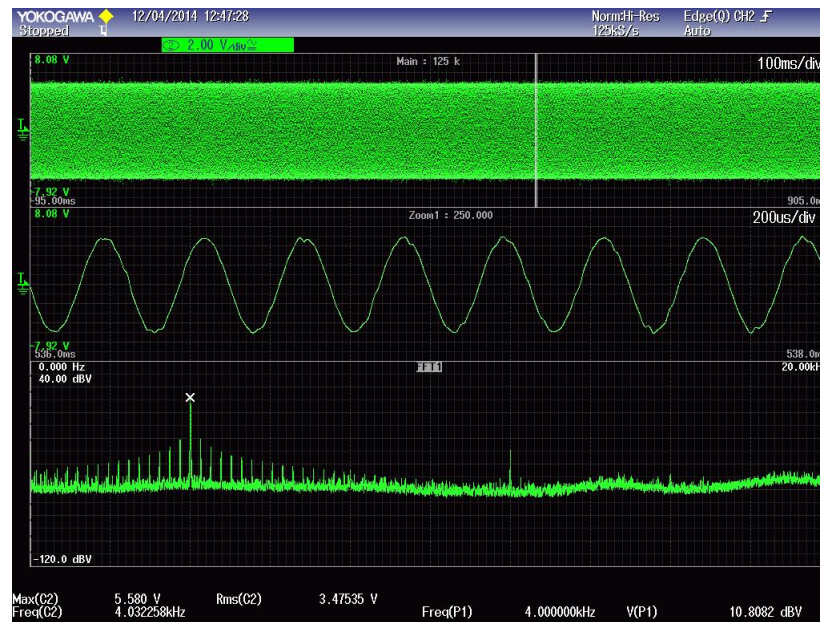


Figura 6.12: Ona d'excitació filtrada analògicament

En la Figura 6.12 es pot veure l'ona real que arriba al rotor del resolver. Es pot comprovar, a partir de l'espectre harmònic mostrat a la part inferior de la captura, que la component principal és de 4 kHz i que la resta de freqüències queden molt atenuades. Concretament, hi ha una diferència de 60 dB entre la magnitud de la freqüència objectiu i la primera en magnitud després d'aquesta.

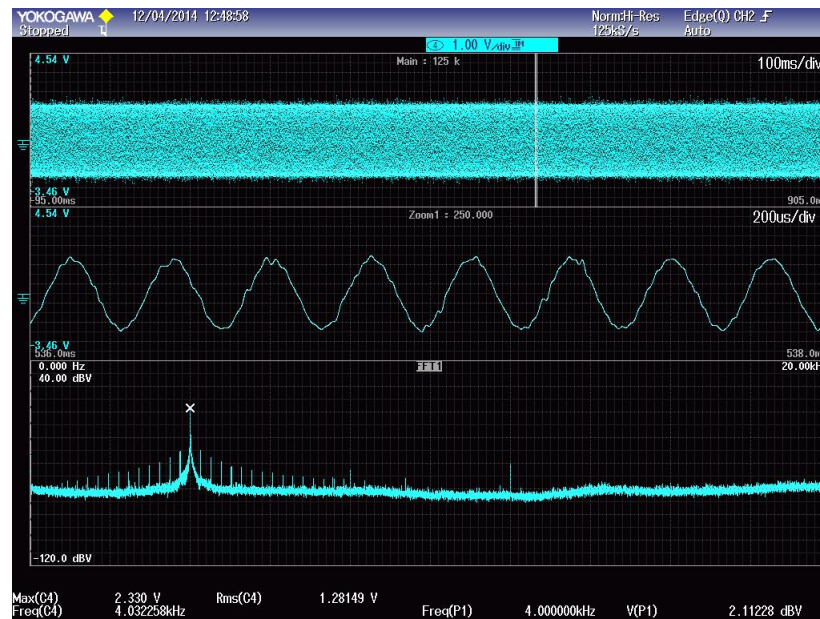


Figura 6.13: Ona  $v_{cos}$  filtrada analògicament



En la Figura 6.13 es mostra l'ona que s'indueix en un dels dos devanats estatòrics del resolver.

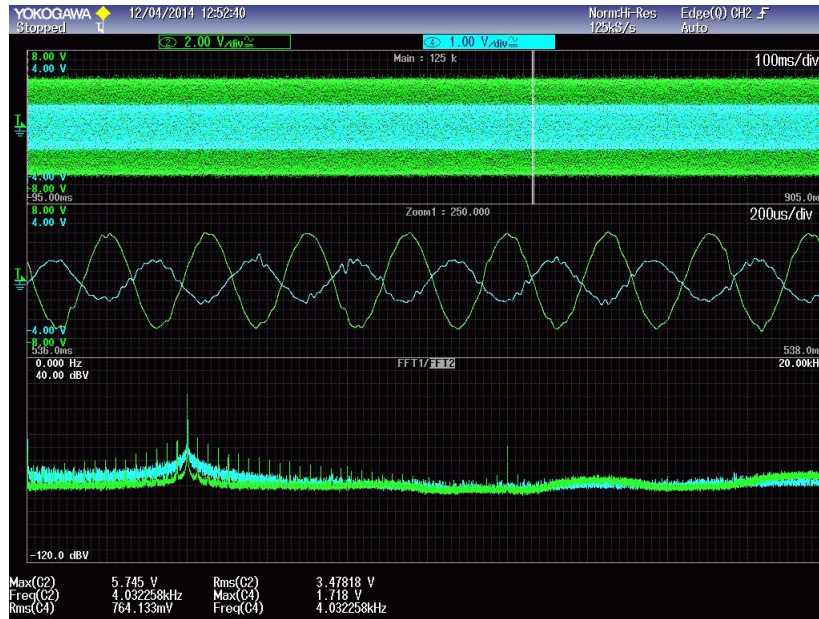


Figura 6.14: Ones  $v_{exc}$  en verd i  $v_{cos}$  en blau

El següent que es comprova és si toca executar el control del motor. Aquest s'executa a 8 kHz. Per comprovar-ho s'usen tres registres del mòdul EPWM: el contador, el període i la direcció del contador. Es proposa executar el control en el pas per zero dels i per això es comprova a través dels dos primers registres que el valor del contador sigui menor a un quart del valor del període. Cal, a partir del registre CTDIR, comprovar que el contador està incrementant. Aquestes són les dues condicions que determinen si s'executa o no el control del motor. A banda d'això, s'ha configurat els EPWM del motor de tal manera que les senyals a comparar amb el contador s'actualitzin quan aquest arribi al període.

En cas que toqui executar el control del motor, cal veure si és necessari executar la PLL, ja que aquesta s'executa a 4 kHz pels motius exposats anteriorment. La Figura 6.15 fa palès l'instant d'execució de la PLL. Com es pot comprovar, la mostra de les senyals de tornada usada per el càlcul és molt pròxim al pic de l'ona, aconseguint així maximitzar la resolució. Per intentar treballar amb la màxima resolució possible en el DSP s'ha usar el tipus de variable més adient [7].

Variable	Concepte	Tipus	Rang
Fi	Angle mecànic	long	(-1,1)
sinfi	Sinus de l'angle mecànic	IQ30	(-2,1.999999999)
cosfi	Cosinus de l'angle mecànic	IQ30	(-2,1.999999999)
sinout	Sinus de l'angle elèctric	IQ30	(-2,1.999999999)
cosout	Cosinus de l'angle elèctric	IQ30	(-2,1.999999999)

Taula 6.2: Variables crítiques en el càlcul de l'angle

El fet de treballar en pu, permet usar la variable Fi com a angle mecànic. A partir d'aquesta, es calcula els cosinus i els sinus necessaris. Cal destacar que no s'ha definit una variable





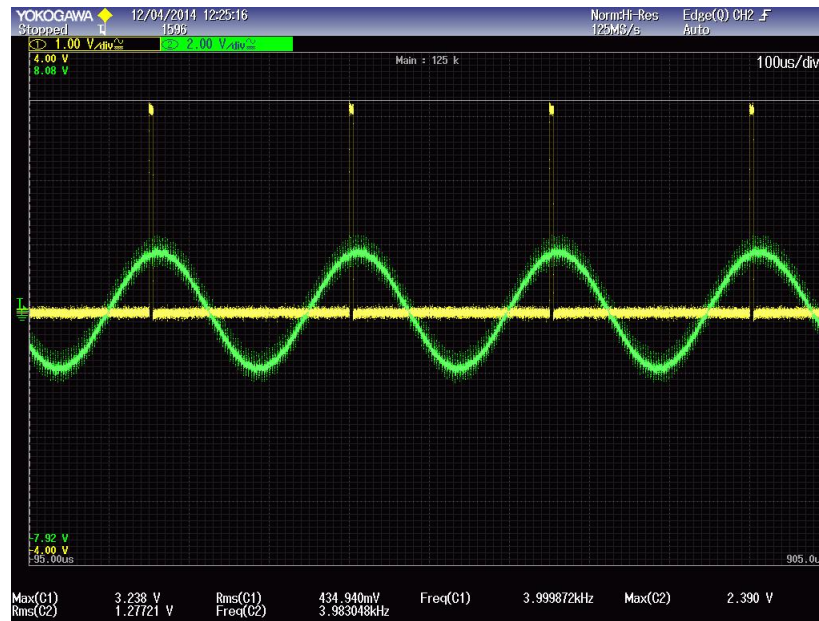


Figura 6.15: Execució de PLL en pic de l'ona  $v_{cos}$  i a 4 kHz

com a angle elèctric, sinó que directament es calculen les variables sinout i cosout a partir de l'angle mecànic.

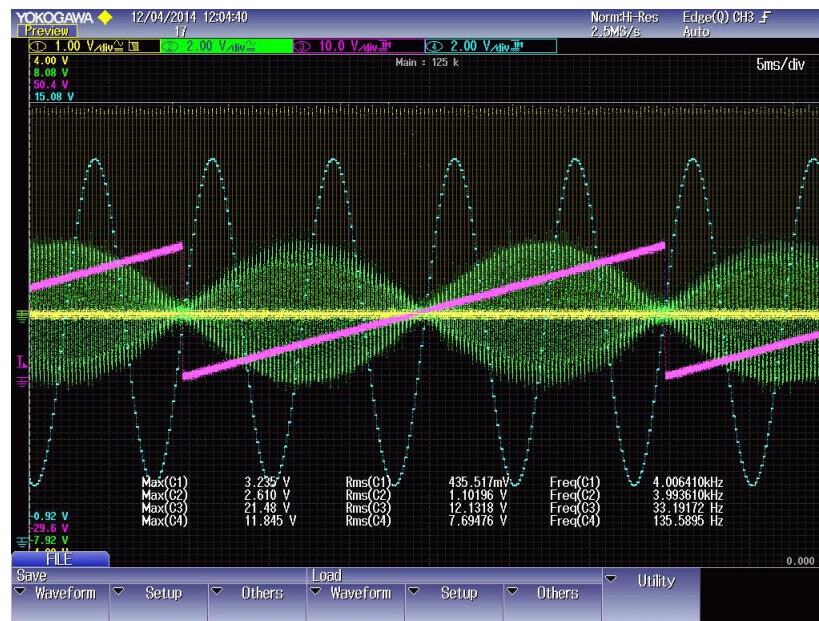


Figura 6.16: Resposta en règim permanent de l'algorisme de càlcul de l'angle

En la Figura 6.16 es pot veure el resultat en estat estacionari de l'algorisme de càlcul. L'ona en verd és la senyal  $v_{sin}$  provinent del resolver. En rosa es pot veure l'angle mecànic calculat i en blau la variable sinout. El desfasament és pràcticament nul però ara queda per veure si la dinàmica de l'algorisme és prou ràpida davant una acceleració pronunciada.



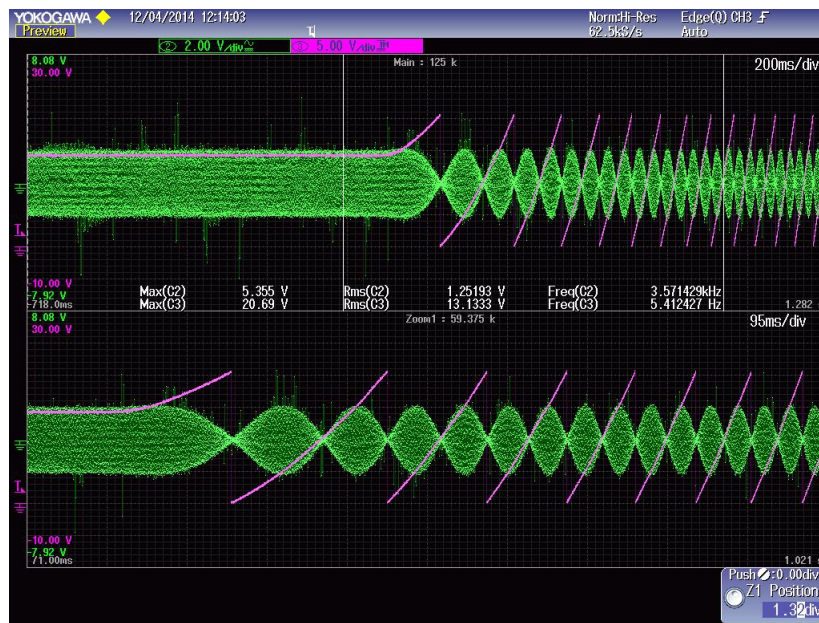


Figura 6.17: Dinàmica davant una acceleració de l'algorisme de càlcul de l'angle

En la Figura 6.17 es pot veure un transitori de 0 a 1000 rpm amb una acceleració equivalent a la del vehicle. Es pot comprovar que el desfàscament és nul en tot moment i per tant, es conclou que l'algorisme és sòlid.



Figura 6.18: Ona de corrent de fase

S'hagi executat o no la PLL, s'executa el FOC amb el valor de l'angle elèctric pertinent. Es carreguen les senyals a comparar amb els comptadors dels EPWM que controlen els motors. En cada pas pel control del motor, es verifica que el comptador de la LUT tingui el valor que



pertoca per assegurar així el sincronisme entre l'excitació i el mostreig en el moment de pic. Finalment, es comprova que no hi hagi cap alarma de Tripzone i es gestiona el contador de LUT. L'ona de corrent de fase resultant és la que s'aprecia en la Figura 6.18. En la Figura 6.19 es mostra el contingut harmònic d'aquesta.

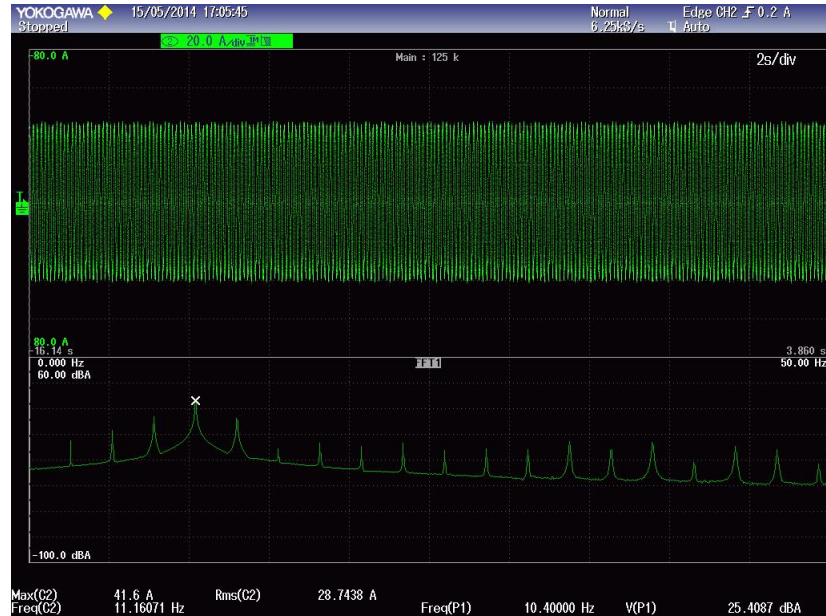


Figura 6.19: Contingut harmònic del corrent de fase

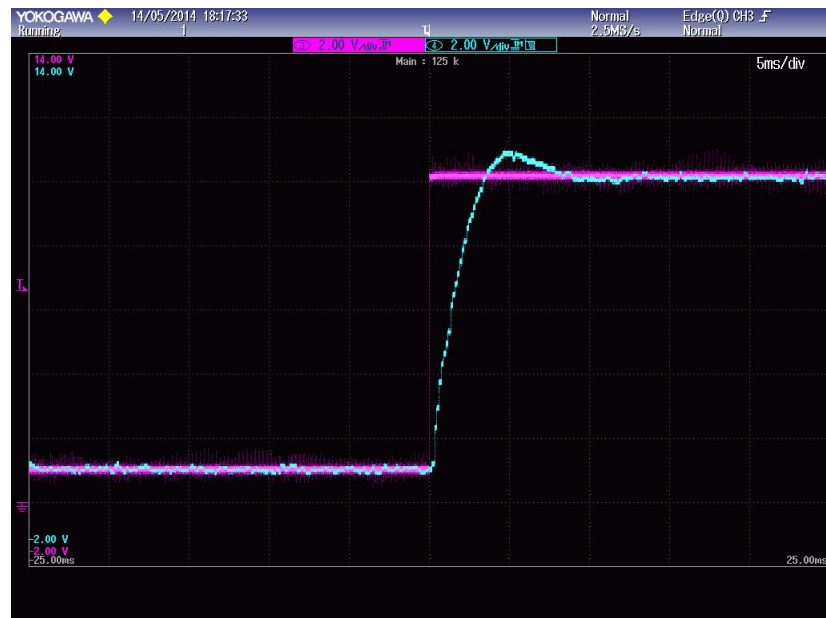


Figura 6.20: Resposta davant d'un graó de 20 A del corrent  $i_d$

Pel que fa la dinàmica del sistema, s'ha aconseguit obtenir una resposta prou ràpida tenint en compte que la magnitud de la dinàmica del sistema mecànic que es pretén traccionar. En la Figura 6.20 i la Figura 6.21 es mostra la resposta davant una consigna del tipus graó



d'amplitud 20 A. Aquestes variables s'han tret a partir del DAC de la placa de control, així com la senyal de referència.

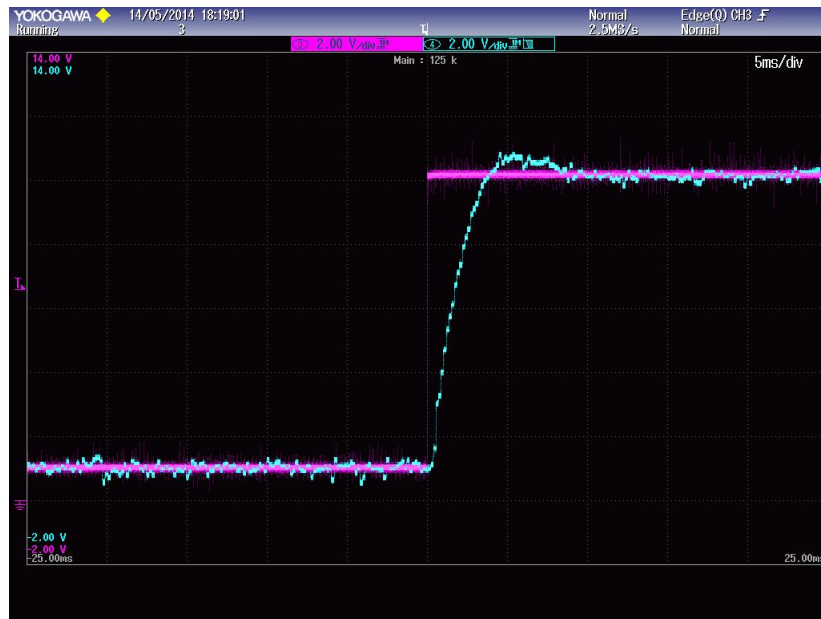


Figura 6.21: Resposta davant d'un graó de 20 A del corrent  $i_q$

En ambdós casos s'ha usat el mateix controlador i, com s'ha comprovat en el Capítol 3, la resposta és pràcticament idèntica ja que la diferència entre  $L_d$  i  $L_q$  és perfectament menysenible. Al llarg d'aquest capítol s'ha usat el següent equipament:

- Oscil·loscopi Yokogawa DLM2024
- Sonda de corrent Fluke i30s
- Cinergia B2C





## Capítol 7

# Estudi econòmic

Per al desenvolupament de les activitats relacionades amb el projecte, la majoria de recursos necessaris són humans degut a les hores dedicades per l'estudiant de projecte final de carrera a realitzar les diferents activitats. Per altra banda es té l'adquisició de material per realitzar la construcció del convertidor i l'adquisició dels equips necessaris per realitzar els assajos. Aquestes seran les partides més importants.

### 7.1 Recursos humans

El cost de personal es desglossa segons l'activitat que es duu a terme durant la realització del projecte. Per fer-ho s'han comptabilitzat les hores que es dediquen a cada activitat i s'avalua el cost d'aquesta per hora. En total es calcula un cost de 41750€ com es pot veure a la Taula 7.1.

Activitat	Preu per hora	Hores realitzades	Cost
Investigació	45 €/h	200 h	9000 €
Disseny	45 €/h	450 h	20250 €
Implementació	30 €/h	350 h	10500 €
Redacció	20 €/h	100 h	2000 €
<b>TOTAL</b>		1100 h	41750 €

Taula 7.1: Cost de personal.

### 7.2 Recursos materials

Per recursos materials s'entén tot allò que és necessari pel muntatge del prototipus, així com de tot el material de suport que permet la realització del mateix. A continuació es detalla el cost dels materials que s'han requerit pel muntatge dels prototipus.



Concepte	Preu unitari	Quantitat	Cost
Placa de control	400€	2 uts.	800 €
Placa d'adaptació	80€	2 uts.	160 €
Bus de contínua	150€	1 uts.	150 €
Sonda de corrent	45€	4 uts.	180 €
Sonda de tensió	40€	2 uts.	80 €
Semiconductors i drivers	80€	6 uts.	480 €
Connectors	500€	1 uts.	500 €
Elements dissipadors i mecànics	4000€	1 uts.	4000 €
<b>TOTAL</b>			<b>6350 €</b>

Taula 7.2: Cost del material propi dels convertidors.

### 7.3 Recursos de I+D

En aquest apartat es contemplen tots aquells elements que s'han fet servir en el desenvolupament del projecte, però que no formen part de l'estructura física del mateix; com per exemple el suport informàtic i l'aparamenta del laboratori.

Concepte	Preu unitari	Amortitzat
Ordinador	1000 €	200 €
- OrCAD	1800 €	300 €
- PSIM	1000 €	200 €
- MATLAB	1800 €	450 €
- CodeComposer	800 €	200 €
Programador de DSPs	600 €	80 €
Placa de control	170 €	70 €
Oscil·loscopi electrònic	6000 €	800 €
Tester	100 €	30 €
<b>TOTAL</b>		<b>2330 €</b>

Taula 7.3: Amortitzacions de la diferent aparamenta utilitzada.

### 7.4 Cost total del projecte

El cost total de la realització del projecte és de 50430 €, del qual la major part és degut als costos de personal.

Quant a costos de material, s'ha suposat el preu unitari de cada component per a la fabricació d'un prototipus. En el cas de fer-n'hi més s'hauria de revisar la possibilitat d'aprofitar preus escalables, així com la de recórrer directament al fabricant, tot i que s'incrementin els terminis d'entrega.

Respecte a les amortitzacions d'aquest projecte, s'amortitza al 100% en aquests prototipus,



ja que només se'n fabricaran dos. Si es fabriquessin més unitats del convertidor, aquests costos s'haurien de repartir entre totes les unitats fabricades.

Concepte	Cost
Recursos humans	41750 €
Recursos materials	6350 €
Recursos de I+D	2330 €
<b>TOTAL</b>	<b>50430 €</b>

Taula 7.4: Costos totals dels projecte.







## Capítol 8

# Impacte mediambiental

S'acostuma a pensar que la valoració dels impactes ambientals que afecten a les generacions presents no comporta cap dificultat, malgrat que això no és cert. Actualment, no es disposa d'una metodologia prou estesa i acceptada per comptabilitzar aquests impactes. Alguns dels aspectes que més controvèrsia generen són: l'elecció del valor adient per a la tasa de descompte, les unitats (físiques o monetàries) en que han d'expressar-se els fluxos i la valoració dels bens tangibles i intangibles. Quan existeixen impactes a molt llarg termini sorgeix el problema d'avaluar els costos i els beneficis que afecten a les generacions futures mitjançant, per exemple, una tasa de descompte intergeneracional. Fins i tot en aquest últim cas estaria dominant la perspectiva de les generacions presents, que actuarien com si fossin seus la totalitat dels drets de propietat sobre tots els recursos. Per tant és necessari incorporar un requisit de sostenibilitat a l'anàlisi.

Segons la Directiva d'Avaluació d'Impacte Ambiental (85/377/CEE), l'estudi d'impacte ambiental es defineix com:

*Un instrument de caràcter preventiu per a la protecció del medi ambient. Permet conèixer la incidència d'un projecte sobre l'entorn i adoptar mesures per evitar o corregir els impactes que podrien ocasionar la seva execució i funcionament.*

Així doncs es farà l'estudi d'impacte ambiental sobre la fase de disseny del prototipus i s'analitzarà també la repercussió mediambiental que pot ocasionar si s'assoleixen els objectius marcats.

## 8.1 Anàlisi de materials durant la fase de prototipatge

### 8.1.1 La normativa RoHS

Dins de la llei d'impacte ambiental d'àmbit europeu es contempla una directiva que afecta als materials utilitzats en aparells electrònics. Aquesta directiva és coneguda amb les sigles RoHS (2002/95/EC) per l'acrònim anglès de *Restriction of Hazardous Substances* i restringeix l'ús de sis materials perillosos en la fabricació de diversos equips electrònics. Aquests materials són els que es detallen a la Taula 8.1.



Substància	Símbol atòmic	Quantitat màxima permesa
Plom	Pb	0.1%
Mercuri	Hg	0.1%
Cadmi	Cd	0.01%
Crom Hexavalent	Cr(VI)	0.1%
Polibromobifenils	PBB	0.1%
polibromodifenilèters	PBDE	0.1%

Taula 8.1: Relació de substàncies que limita la normativa RoHS.

De la llista de materials que mostra la Taula 8.1 els quatre primers fan referència a metalls pesants i els dos darrers són compostos orgànics que intervenen en la fabricació d'alguns plàstics ignífugs.

Així doncs, tenint sempre present aquesta normativa, en cap moment s'ha fet servir components que no la compleixen. De la mateixa manera, l'estany que ha intervingut en les soldadures, és estany sense plom.

### 8.1.2 El desmantellament i el reciclatge

Existeix una altra directiva europea que tracta sobre la recuperació d'equips electrònics i elèctrics, és la 2002/96/EC de Residus d'Aparells Electrònics i Elèctrics (RAEE). Aquesta té com a objectiu reduir la quantitat d'aquests residus i la perillositat dels components, fomentar la reutilització dels aparells i la valorització dels seus residus; i determinar una gestió adequada intentant millorar l'eficàcia de la protecció ambiental. Per aconseguir aquests objectius s'estableixen una sèrie de normes aplicables a la fabricació del producte i altres relatives a una correcta gestió ambiental quan esdevingui residu. Aquesta directiva va entrar en vigor el 13 d'agost del 2005.

Durant la fase de disseny s'ha tingut en compte aquest aspecte, no només en la part que implica al convertidor un cop hagi quedat obsolet sinó que també s'han reutilitzat alguns dels components que integra provinents d'altres projectes. De cara al reciclatge s'ha tingut en compte:

- La tria de materials metàl·lics en comptes de plàstics per realitzar l'estructura del convertidor.
- En els components electrònics en els que s'ha pogut substituir les soldadures per contactes a pressió (com són els mòduls d'IGBTs) s'ha fet així, incrementant la facilitat de desmuntatge i reparació.
- S'ha dissenyat el convertidor de forma modular, clarament diferenciada i fàcilment desmuntable, per poder reparar i substituir només la part que presenta problemes. D'aquesta forma es redueixen els costos de reparació i en el cas d'avaría greu, també es redueixen els residus en separar la part afectada.
- Tots els components elèctrics i electrònics són comuns al mercat, de manera que pràcticament la totalitat del convertidor es pot reutilitzar per a projectes posteriors.



- Per últim, es dota al convertidor de mesures de protecció que impedeixen que un mal ús del mateix posi en perill la seva integritat i la de les persones que l'utilitzen. Aquesta mesura també allarga substancialment la vida útil d'aquest convertidor.

## 8.2 Anàlisi de recursos energètics durant la fase de prototipatge

És difícil quantificar de manera exacta la quantitat d'energia consumida per aquest projecte durant el procés de implementació i les proves. Especialment, perquè part del procés de muntatge s'ha portat a realitzar a una empresa. També és difícil marcar els límits de fins a on es pot comptabilitzar aquesta energia consumida degut a que en el procés intervenen també moltes segones i terceres parts. Així doncs, es quantifica de forma molt aproximada aquests recursos en la Taula 8.2 tenint present únicament l'energia consumida per la persona que ha realitzat el projecte durant la seva estància en el laboratori.

Procés	Consum	Hores	Total d'energia
Investigació (ordenador i habitabilitat)	600Wh	200h	120kWh
Disseny (ordenador i habitabilitat)	600Wh	450h	270kWh
Implementació (Fabricació de PCBs)	1000Wh	20h	20kWh
Implementació (Soldador)	100Wh	100h	10kWh
Implementació (Programació)	600Wh	240h	144kWh
Implementació (Construcció bancada)	500Wh	30h	15kWh
Implementació (Proves de potència)	2500Wh	80h	200kWh
<b>TOTAL</b>		<b>1120h</b>	<b>779kWh</b>

Taula 8.2: Relació d'hores treballades i el consum d'energia associat.

## 8.3 Anàlisi de l'impacte del projecte

A l'hora d'estudiar l'impacte ambiental d'aquest projecte, és primordial analitzar les conseqüències derivades del desenvolupament que s'ha dut a terme. Com ja s'ha introduït al començament d'aquest capítol, no és fàcil quantificar els costos i els beneficis que afecten a les generacions futures i molt menys donar un valor numèric.

Aquest projecte s'ha realitzat dins el marc de la Formula Student. Els convertidors dissenyats i muntats tenen com a objectiu final servir de controladors dels motors del vehicle elèctric de l'Escola. Els dos prototipus van ser usats la temporada 2012/2013 i en principi s'usaran en la temporada d'enguany. Un dels principals objectius d'aquest desenvolupament és la generació de coneixement en electrònica de potència dins l'equip. És molt difícil quantificar l'impacte que tindrà el projecte en aquest sentit. Aquesta generació de coneixement podria derivar en molts escenaris diferents. D'una manera bastant directa, contribueix en ampliar el coneixement en mobilitat elèctrica de l'equip, i com a conseqüència, el de l'Escola. D'altra banda, el fet d'haver desenvolupat aquesta tecnologia i haver-ne deixat constància, pot facilitar la feina a futurs estudiants interessats en aquesta àrea de l'enginyeria. Engrescant-los d'aquesta manera a endinsar-se en el món de l'electrònica de potència



aplicada a la mobilitat elèctrica. De retruc, tot plegat pot fer que empreses involucrades en el desenvolupament dels cotxes del demà s'interessin per l'equip i l'Escola, invertint així per tal que es segueixi desenvolupant aquesta mena de tecnologia. Sigui com sigui, cap la possibilitat de que aquest projecte acabi donant una petita empenta a la mobilitat elèctrica al nostre país.



## Conclusions

Un cop finalitzat aquest projecte es pot concloure que els objectius plantejats al començament del mateix han estat assolits.

S'ha obtingut un model matemàtic fidedigne del motor que es controla. En primer lloc, s'ha trobat les equacions que regeixen el funcionament d'aquest. Seguidament, s'ha identificat els termes que caracteritzen el motor en particular. Finalment, s'ha dut a terme un seguit d'experiments per determinar-los.

S'ha dut a terme el dimensionament dels convertidors en base les especificacions així com el disseny mecànic complet de tot el conjunt.

S'ha desenvolupat un algorisme que permet calcular la posició i la velocitat del motor. En primer lloc s'ha descrit el funcionament d'un resolver i les equacions a tenir en compte. S'ha plantejat diverses opcions i s'ha acabat obtant per implementar l'algorisme conegut com SRF-PLL. S'ha comprovat experimentalment la solvència d'aquest.

S'ha desenvolupat un algorisme que permet realitzar un control de parell. Una vegada s'ha determinat el model matemàtic del motor, s'ha pogut identificar el tipus de control més adient. S'ha linealitzat el sistema permeten així usar controladors PI amb més solvència. Finalment, s'ha comprovat experimentalment que el control és robust i s'ha optimitzat els controladors per tal d'obtenir una resposta davant d'una consigna graó inferior a 10 ms.

L'assoliment de tots aquests objectius parcials, deriven en l'assoliment de l'objectiu principal del projecte: el desenvolupament total dels convertidors encarregats d'alimentar els motors d'un vehicle elèctric de competició.





# Agraïments

Per acabar, no seria just finalitzar aquest projecte sense dedicar unes paraules d'agraïment a totes aquelles persones que han col·laborat en la seva realització, amb les excuses de tots aquells a qui em deixo. La seva omisió ha estat, sens dubte, totalment involuntària. Així doncs he d'agrair:

Al director d'aquest projecte, en Josep Maria Fernández per tota la seva aportació de coneixements tècnics, la seva paciència i les hores dedicades de les quals no disposava. Sense les seves aportacions, aquest projecte no s'hagués pogut realitzar.

Al ponent d'aquest projecte, el Dr. Robert Griñó Miralles, també per les seves aportacions tècniques i per donar sempre un punt de vista més acadèmic.

A l'equip de ETSEIB Motorsport per haver-me donat l'oportunitat d'embarcar-me en aquest projecte i haver-me recolzat sempre. Amb especial menció a Roger Morera, David Romanos i Fernando Álvaro, pel suport incondicional que m'han donat durant tot el projecte. Nois, sense vosaltres aquest projecte no hagués estat el mateix ni de bon tros.

A Cinergia per haver-me acollit com un més, per facilitar-me sempre les coses i recolzar-me durant aquest any i escaig en el que he format part d'aquesta petita família. Sense el seu suport hagués estat literalment impossible tirar endavant aquest projecte.

També, com no, agrair a tota la meva família el suport incondicional que m'ha donat en tot moment, no només durant la realització d'aquest projecte, sinó durant tota la meva vida.

I als que em falten.

Moltes gràcies a tots una vegada més per la vostra disposició i la vostra paciència.







## Bibliografia

- [1] Krause, Paul C.; Wasynczuk, Oleg; Sudhoff, Scott D. *Analysis of electric machinery*. IEEE Press, 1994. [17](#)
- [2] Kolar, J.W.; Round, S.D.. *Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems*. IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 4, Juliol 2006. [5](#), [38](#), [39](#)
- [3] Andrea, Davide. *Battery Management Systems for Large Lithium-Ion Battery Packs*. Artech House, Setembre 2010. [33](#)
- [4] Aström, Karl Johan. *Control System Design*. University of California, Santa Barbara 2002. [26](#)
- [5] Yongxiang,Xu; Dianchen, Zheng; Yanyu, Wei; Jibin, Zou; Jing, Shang. *DSP Based All-Digital Resolver-to-Digital Conversion Using DSRF-PLL*. IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference-ECCE Asia, Xina 2012. [5](#), [51](#), [52](#), [53](#)
- [6] Infineon. *Field Oriented Control of a PMSM using a Single DC Link Shunt*. Application Note v1.0, Maig 2004. [35](#)
- [7] *IQmath Library. A Virtual Floating Point Engine*. Texas Instruments INC., Juny 2002. [60](#)
- [8] Ehsani, Mehrdad; Gao, Yimin; Emadi, Ali. *Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles*. CRC Press, Florida 2010. [17](#)
- [9] Meier, Florence. *Permanent Magnet Synchronous Machines with Non Overlapping Concentrated Windings for Low Speed Direct Drive Applications*. KTH Royal Institute of Technology, Stockholm 2008. [20](#)
- [10] Mohan. Ned; Undeland, Tore M.; Robbins, William P.. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, 2003. [47](#)
- [11] Bierhoff, M.H.; Fuchs, F.W.. *Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters Based on Analytical Derivation*. Christian-Albrechts-University of Kiel, Alemanya. [34](#)
- [12] Staebler, Martin. *TMS320F240 DSP Solution for Obtaining Resolver Angular Position and Speed*. Application Report SPRA605, Febrer 2000. [51](#)

